

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TESE DE DOUTORADO

**MÉTODOS ASSINTÓTICOS PARA PREDIÇÃO BANDA LARGA DA COBERTURA
RADIOELÉTRICA EM AMBIENTES URBANOS**

Daniela Naufel Schettino

13 de Fevereiro de 2009



GAPTEM – Grupo de Antenas, Propagação e Teoria Eletromagnética

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

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

Métodos Assintóticos para Predição Banda Larga da Cobertura Radioelétrica em Ambientes Urbanos

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

Daniela Naufel Schettino

Fernando José da Silva Moreira (Orientador)
Cássio Gonçalves do Rego (Co-Orientador)

Belo Horizonte, 13 de fevereiro de 2009

Agradecimentos

Gostaria de agradecer aos meus orientadores Fernando e Cássio, não só por todo o conhecimento transmitido, mas também pelo incentivo e compreensão nos mais diversos momentos desses anos em que estamos trabalhando juntos.

Gostaria de agradecer aos meus pais, minha avó, irmã, irmãos e Thiago, pelo apoio e amor em todos os momentos, especialmente ao Duds pela ajuda com o programa.

Gostaria de agradecer ainda aos alunos de Iniciação Científica que ajudaram na implementação da parte gráfica do programa desenvolvido na tese, especialmente ao Williams Nicomedes.

Resumo

Este trabalho trata da predição de cobertura radioelétrica em ambientes urbanos através da Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*) nos domínios da frequência e do tempo. A UTD é uma técnica assintótica que rastreia o campo espalhado através das trajetórias ópticas entre transmissor e receptor. A versão no domínio do tempo utiliza estas trajetórias para fornecer a solução *early-time* do campo espalhado.

O algoritmo de traçado de raios implementado determina as trajetórias dos raios refletidos e difratados através do método das imagens em ambientes tridimensionais. São utilizadas diversas técnicas de aceleração, como a determinação das faces visíveis a uma fonte; a partição do ambiente, que otimiza os diversos tipos de testes de interseção dos raios; e a consideração de múltiplas reflexões e difrações no cálculo do campo espalhado através da separação das trajetórias em classes de raios. A consideração de ambientes tridimensionais é feita através da conversão dos raios 2D para 3D, utilizando a distância total percorrida pela trajetória e as alturas dos obstáculos.

Na avaliação do campo espalhado são analisadas superfícies condutoras elétricas perfeitas e de condutividade finita, nos domínios da frequência e do tempo. No domínio da frequência, o tratamento das perdas na formulação da UTD é feito através da definição de novos coeficientes de difração heurísticos. No domínio do tempo, a consideração das perdas é feita de maneira aproximada através da aplicação de uma transformada temporal sobre expansões assintóticas dos coeficientes de reflexão de Fresnel.

No domínio da frequência, os resultados obtidos através da UTD foram comparados com os obtidos através do Método dos Momentos e através de medidas apresentadas na literatura. Já no domínio do tempo, a formulação proposta foi comparada com a aplicação de uma transformada inversa de Fourier nos resultados obtidos pela UTD no domínio da frequência.

Abstract

This work deals with radio-propagation prediction in urban environments by means of the Uniform Theory of Diffraction (UTD), both in frequency and time domains. The UTD is an asymptotic technique that uses the optical paths between the transmitter and receiver to estimate the electromagnetic-field propagation. The time domain version of the UTD uses these optical paths to provide the early-time solution of the scattered field in time domain.

The optical paths of the reflected and diffracted fields are determined by a ray tracing algorithm based on the Image Theory (IT) on a three-dimensional environment. The algorithm uses several accelerating techniques, as the determination of the visible facets from a source; environment division, that optimizes the several ray intersection tests; and the consideration of multiple reflections and diffractions by separating the optical paths into several ray classes. The consideration of three-dimensional environments is made by the conversion of the 2D ray paths into 3D ones, using the total distance of the trajectory and the obstacles heights.

In the evaluation of the scattered field, perfect electric conductor and finite conductivity surfaces are considered both in the time and frequency domains. In frequency domain, losses are treated in the UTD formulation by the definition of new heuristic diffraction coefficients. In time domain, losses are treated in an approximate manner by the application of a time transform on asymptotic expansions of the Fresnel reflection coefficients.

In the frequency domain, the results obtained by the UTD were compared with the ones obtained by the Moment Method and through measures presented in the literature. For the time domain, the proposed formulation was compared with the application of an inverse Fourier transform in the frequency domain UTD results.

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Contextualização do Trabalho	3
1.2	Objetivos e Contribuições	6
1.3	Estrutura do Texto	9
2	Traçado de Raios	12
2.1	Descrição do Ambiente	14
2.1.1	Técnicas de Partição do Ambiente	16
2.2	Determinação das Trajetórias	24
2.2.1	Raios Refletidos	24
2.2.2	Raios Difractados	27
2.2.3	Formação das Trajetórias com Múltiplas Reflexões e Difrações	33
2.2.4	Conversão das Trajetórias 2D para 3D	39
2.2.5	Determinação de Possíveis Obstruções da Trajetória . .	42
2.3	Técnicas de Aceleração	44
2.3.1	Regiões de Irradiação	47
2.3.2	Faces Visíveis de uma Fonte	48
3	Métodos de Rastreamento de Raios para o Cálculo de Campo	57
3.1	Cálculo de Campo no Domínio da Frequência	58
3.1.1	Óptica Geométrica	59
3.1.2	Teoria Uniforme da Difração	64
3.1.3	Coeficientes de Difração Heurísticos	72

3.1.4	Difração Dupla em Arestas Consecutivas	84
3.2	Cálculo de Campo no Domínio do Tempo	94
3.2.1	Introdução	94
3.2.2	Óptica Geométrica no Domínio do Tempo (TD-GO) . .	98
3.2.3	Teoria Uniforme da Difração no Domínio do Tempo (TD-UTD)	101
3.2.4	Consideração de Perdas no Domínio do Tempo	103
3.2.5	Excitações no Domínio do Tempo	118
3.2.6	Transformada Discreta Inversa de Fourier	119
3.2.7	Estudos de caso: cenários bidimensionais	121
3.3	Conclusões Parciais	134
4	Estudos de Casos	136
4.1	Comparação da UTD com o Método dos Momentos	137
4.2	Análise no domínio do tempo	141
4.2.1	Caracterização Banda Larga do Canal Rádio	147
4.3	Comparações com Medições em Ambientes Reais	149
5	Conclusões	157
5.1	Propostas de Continuidade	160
A		163
A.1	Exemplos do programa de traçado de raios implementado . . .	163

Lista de Figuras

2.1	Representação 2D de um ambiente urbano: corte horizontal.	15
2.2	Uma quadtree e a subdivisão correspondente	22
2.3	Árvore hierárquica das imagens.	25
2.4	Exemplo de traçado de um raio com 2 reflexões	28
2.5	Trajetoória de um raio difratado pela aresta de um obstáculo.	29
2.6	Coordenadas de um ponto de difração em uma aresta horizontal.	32
2.7	Tipos de trajetórias consideradas com difração no topo dos obstáculos.	34
2.8	Diferentes multipercursos 2D de T a R , compartilhando as mesmas subtrajetórias: (a) receptor fixo e (b) receptores distintos.	36
2.9	Elementos da classe $T - D$ calculados para o ambiente em questão.	38
2.10	Ambiente representando parte da cidade de Ottawa. O trans- missor está em T e os receptores R foram colocados ao longo da Bank St. (linha pontilhada).	40
2.11	Distribuição do reuso das subtrajetórias $T - D$, $D - D$ e $D - R$ para um receptor posicionado em (391 m, 100 m), como indicado na Figura 2.10	41
2.12	Trajetoórias 3D correspondentes a um raio 2D.	42
2.13	Conversão de um raio 2D em dois raios 3D.	43
2.14	Exemplo de determinação de quais faces devem ser testadas em relação ao raio $\overline{TR}$. Estas faces estão indicadas em vermelho.	45
2.15	Regiões de Irradiação: antena transmissora T , ponto de difração D e a fonte virtual V de T	48
2.16	Faces visíveis (em verde) de um ponto de difração D	49
2.17	Exemplo de execução do algoritmo de varredura polar. Segmentos vermelhos, azuis e verde indicam as faces do ambiente, as que estão sob teste e as visíveis, respectivamente.	52

2.18	Exemplo de um ambiente com <i>quadtree</i> associada. Resultado da execução do algoritmo de visibilidade para um transmissor: faces visíveis em verde.	53
2.19	Determinação de faces visíveis (verde e azul) em ambientes 3D . . .	55
2.20	Fluxograma do algoritmo de traçado de raios implementado	56
3.1	Tubo de raios astigmático	60
3.2	Reflexão no ponto Q : onda incidente (i) e onda refletida (r) . .	61
3.3	Definições das regiões e fronteiras de sombra para uma cunha. . .	65
3.4	Raio difratado na aresta de um obstáculo: cone de Keller. . . .	66
3.5	Principais parâmetros para o cálculo da difração por uma cunha de faces planas	67
3.6	Cunha condutora elétrica perfeita de faces planas: $\xi = 40^\circ$, $\phi_i = 55^\circ$ e $R = 1$ m.	70
3.7	Campo espalhado pela cunha da Figura 3.6, com $f = 3$ GHz . . .	71
3.8	Cunha condutora com $\epsilon_r=10$ e $\sigma=10$ S/m	76
3.9	Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 30^\circ$ - Polarização TMz	78
3.10	Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 30^\circ$ - Polarização TEz	79
3.11	Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 90^\circ$ - Polarização TMz	80
3.12	Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 90^\circ$ - Polarização TEz	81
3.13	Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 135^\circ$ - Polarização TMz	82
3.14	Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 135^\circ$ - Polarização TEz	83
3.15	Difração dupla em arestas consecutivas	86
3.16	Ambiente para análise da difração dupla em arestas consecutivas . .	92
3.17	Obstáculo condutor elétrico perfeito, polarização TMz	92
3.18	Obstáculo condutor elétrico perfeito, polarização TEz	93
3.19	Obstáculo com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,3$ S/m, polarização TMz	93
3.20	Obstáculo com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,3$ S/m, polarização TEz	94

3.21	Espectro do pulso e formato da excitação para $M = 1$, $N = 2$ e $f_c = 2$ GHz.	120
3.22	Ambiente composto por dois cilindros de seção reta retangular. . .	124
3.23	Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(a), com $N_R = 3$. . .	125
3.24	Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(b), com $N_D = 1$. . .	126
3.25	Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(c), com $N_R = 2$ e $N_D = 1$	127
3.26	Pulso correspondente às trajetórias que sofreram 1 reflexão no cenário da Fig. 3.22(a).	128
3.27	Pulso correspondente às trajetórias que sofreram 2 reflexões no cenário da Fig. 3.22(a).	129
3.28	Pulso correspondente às trajetórias que sofreram 3 reflexões no cenário da Fig. 3.22(a).	130
3.29	Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(b), com $N_D = 1$. . .	131
3.30	Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(c), com $N_R = 2$ e $N_D = 1$	132
3.31	Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(c), com $N_R = 2$ e $N_D = 1$: comparação da formulação original da TD-UTD [51] e a proposta para a consideração de perdas.	133
4.1	Obstáculos com 15λ de lado.	138
4.2	Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.1, considerando obstáculos condutores elétricos perfeitos.	139
4.3	Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.1, considerando obstáculos de condutividade finita, com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m. . .	140
4.4	Cenário 2D, ilustrando o traçado de raios de T a R.	142
4.5	Forma do pulso irradiado, com: $f_c = 2$ GHz, $M = 1$ e $N = 2$. . .	143
4.6	Campo espalhado no ambiente da figura 4.4, supondo obstáculos CEP, $N_R = 5$ e $N_D = 1$	145
4.7	Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.4, considerando $N_R = 5$ e $N_D = 1$. Obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m para avaliação através da UTD + IDFT, e obstáculos CEP para avaliação através da TD-UTD.	145
4.8	Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.4, considerando $N_R = 5$, $N_D = 1$ e obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m	146

4.9	Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.4, considerando obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m, $N_R = 5$ e $N_D = 2$ para avaliação através da UTD + IDFT e $N_D = 1$ para avaliação através da TD-UTD. . .	146
4.10	Perfil de Retardos do ambiente ilustrado na Fig. 4.4, calculado através da TD-UTD, assumindo obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m, $N_R = 5$ e $N_D = 1$	148
4.11	Configuração do ambiente representando a planta baixa de uma região no centro da cidade de Ottawa, no Canadá.	150
4.12	Atenuação obtida pela UTD e obtida através de medições em receptores ao longo da <i>Bank St.</i> , com Tx = (541m,170m). . .	151
4.13	Atenuação obtida pela UTD e obtida através de medições em receptores ao longo da <i>Laurier St.</i> , com Tx = (241m,263m). .	152
4.14	Perfil de Retardos do ambiente ilustrado na Fig. 4.11, com T em (241 m, 263 m) e R em (400 m, 164 m).	153
4.15	Ambiente representando parte da cidade de Munich, na Alemanha. Foram utilizados 362 pontos de recepção ao longo da rota de medição.	154
4.16	Atenuação obtida pela UTD e obtida através de medições para os receptores ilustrados na Fig. 4.15, na frequência de 947 MHz.	156
4.17	Perfil de Retardos do ambiente ilustrado na Fig. 4.15, com T em (1281,36 m, 1381,27 m) e R em (1645 m, 1961 m).	156
A.1	Exemplo de traçado de raios.	164
A.2	Exemplo de atenuação ao longo de uma rota de receptores . .	165
A.3	Exemplo de predição de cobertura em um ambiente urbano. .	166

Lista de Símbolos

- T : transmissor
- R : receptor
- F : fonte
- O : observador
- D : ponto de difração
- D_H : ponto de difração numa aresta horizontal
- r : ponto de reflexão
- RI : Região de Irradiação
- N_R : número máximo de reflexões de uma trajetória
- N_D : número máximo de difrações de uma trajetória
- GO : Óptica Geométrica
- UTD : Teoria Uniforme da Difração
- $TD - GO$: Óptica Geométrica no Domínio do Tempo
- $TD - UTD$: Teoria Uniforme da Difração no Domínio do Tempo
- ω : frequência angular
- t : tempo
- k : número de onda
- Índices i, r e d : referem-se, respectivamente, aos raios incidente, refletida e difratada
- $\mathbf{E}$: campo elétrico

- s : distância percorrida ao longo da trajetória do raio
- $A(s)$: fator de espalhamento
- $\rho_{1,2}$: raios principais de curvatura da frente de onda
- α : ângulo de incidência e de reflexão, medido em relação à face refletora
- $\overline{\overline{\mathbf{R}}}$: diádica de reflexão, representando os coeficientes de reflexão de Fresnel
- R_s : coeficiente de reflexão de Fresnel para a polarização perpendicular (*soft*)
- R_h : coeficiente de reflexão de Fresnel para a polarização paralela (*hard*)
- ε_0 : permissividade elétrica do vácuo
- ε_r : permissividade relativa
- $\hat{\varepsilon}_r$: permissividade complexa relativa
- σ : condutividade
- ξ : ângulo interno de uma cunha
- β_0 : ângulo de incidência e de difração, medido em relação à aresta onde ocorreu a difração (semi-ângulo do cone de Keller)
- $\overline{\overline{\mathbf{D}}}$: diádica de difração, representando os coeficientes de difração da UTD
- D_s : coeficientes de difração da UTD para a polarização *soft*
- D_h : coeficientes de difração da UTD para a polarização *hard*
- $D_{1..4}$: coeficientes que compõem D_s e D_h
- ϕ_i : ângulo de incidência em relação à face 0
- ϕ_d : ângulo de difração em relação à face 0

- $L_{i,r0, rn}$: parâmetros de distância
- n : parâmetro relacionado ao ângulo da cunha ($n\pi$ corresponde ao ângulo externo da cunha)
- $F_{tr}(x)$: função de transição (Eq. 3.21)
- G : fator de incidência rasante
- $W_{s,h}$: parâmetro utilizado na definição dos coeficientes de difração heurísticos (Eq. 3.29)
- ATT: Transformada Analítica Temporal
- $\overset{+}{e}(t)$: campo elétrico analítico (função do tempo)
- $\overset{+}{\delta}(t)$: função delta analítica
- $\overset{+}{\overline{\overline{\mathbf{D}}}}(t)$: diádica de difração da TD-UTD
- $R_{s,h}^a(\alpha)$: aproximações assintóticas dos coeficientes de reflexão de Fresnel
- $\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}$: diádica de reflexão aproximada para altas frequências
- $\left[\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}\right]_{N_R}$: diádica de reflexão aproximada para N_R reflexões
- $\overline{\overline{\mathbf{D}^a}}$: diádica de difração aproximada para altas frequências
- $E_0(\omega)$: excitação no domínio da frequência
- $\overset{+}{e}_0(t)$: excitação analítica no domínio do tempo
- IDFT: Transformada Discreta Inversa de Fourier

Capítulo 1

Introdução

O avanço da tecnologia associada às comunicações sem fio, especialmente as que envolvem mobilidade, está direcionado principalmente à obtenção de taxas de transmissão elevadas, permitindo um maior oferecimento de serviços com alta capacidade de informação (dados, som, imagem, etc). Para tal, é necessária a utilização de sinais com uma largura espectral elevada (banda larga). Porém, em sistemas de comunicação sem fio, a capacidade de transmissão é limitada pelas características do ambiente no qual o sistema está inserido, em particular devido aos efeitos dos multipercursos causados pelos obstáculos existentes entre as antenas transmissora e receptora. Esses multipercursos causam um espalhamento temporal do sinal transmitido, fazendo com que a utilização de taxas de transmissão elevadas provoquem a sobreposição de pulsos adjacentes (interferência intersimbólica), um dos maiores fatores limitantes à obtenção de taxas de transmissão elevadas em ambientes sem fio [1]. Este ambiente de propagação extremamente complexo é comumente denominado "canal rádio". Sua correta caracterização nos leva não só ao estabelecimento de limites pertinentes à propagação do sinal, mas também a uma melhor compreensão do fenômeno, permitindo a

proposição de alternativas práticas para, por exemplo, aumentar as taxas de transmissão [2].

A caracterização do canal rádio requer estudos específicos sobre a propagação de ondas radioelétricas e sobre as antenas a serem utilizadas na recepção e transmissão destas ondas. Além disso, há um grande interesse no desenvolvimento de modelos e técnicas para a predição da cobertura oferecida por uma base transmissora sobre uma determinada região em enlaces ponto-multiponto, ou em um enlace específico ponto-a-ponto. Essas técnicas podem ser baseadas em modelos clássicos, geralmente bastante aproximados; estatísticos, obtidos e ajustados através de medições no local da cobertura; físicos, baseados em soluções numéricas ou assintóticas das equações de Maxwell; ou em combinações destes modelos [1]–[5]. Técnicas e modelos mais precisos são de suma importância, já que estão diretamente relacionados à implementação, manutenção e operação de sistemas de comunicação sem fio com menores custos.

De maneira geral, as técnicas numéricas e assintóticas apresentam custo computacional maior; porém, são capazes de fornecer resultados mais precisos e específicos ao problema em estudo. Com os avanços computacionais dos últimos anos, essas técnicas vêm se tornando cada vez mais atrativas tanto para a análise e projeto de antenas, como para o estudo da propagação de ondas de rádio. Alguns exemplos de técnicas numéricas e assintóticas são: equações integrais [3], diferenças finitas [3] e Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*) [6]–[7].

Para o caso da análise da propagação de ondas eletromagnéticas em meios homogêneos, que é o foco deste trabalho, o método numérico de equações integrais é capaz de fornecer resultados bastante precisos. No entanto, à medida que esta análise é feita para ambientes complexos, onde as dimensões dos

obstáculos são muito maiores do que o comprimento de onda das frequências analisadas, a demanda computacional deste método é muito grande [5]. Já as técnicas assintóticas, como por exemplo a Óptica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*) e a UTD, tornam-se mais precisas à medida que a frequência de operação aumenta, sendo bastante apropriadas para a análise da propagação do sinal em ambientes mais complexos por apresentarem demanda computacional menor [9]–[11]. Além disso, há um crescente interesse na realização destas análises no domínio do tempo, para o estudo da irradiação e propagação de pulsos eletromagnéticos em sistemas *Ultra Wide Band* (UWB) [8]. Tal interesse baseia-se principalmente no fato de que uma vasta largura do espectro de radiofrequência (RF) pode ser analisada de uma única vez através de um pulso suficientemente estreito. Além disso, através da análise no domínio do tempo é possível obter parâmetros de dispersão temporal do canal rádio [12], [13].

1.1 Contextualização do Trabalho

Técnicas para predição de cobertura de sistemas rádio vêm sendo intensamente estudadas nas últimas quatro décadas, fornecendo diversos modelos de propagação. Em [1], [2], [11] e [14], conceitos relativos à predição de cobertura radioelétrica em diversos ambientes e descrição dos principais mecanismos de propagação associados aos vários modelos são apresentados. Nestas referências são apresentados alguns modelos teóricos e estatísticos de predição de cobertura, onde são feitas análises sobre o funcionamento destes modelos pela comparação dos resultados fornecidos com dados obtidos através de medições.

As Referências [15]–[17] trazem exemplos de modelos físicos, com uma atenção especial para predição de cobertura e caracterização do canal rádio

em ambientes urbanos. Além disso, apresentam estudos comparativos entre os modelos mais utilizados e medições em ambientes reais. Dentre os métodos físicos para predição de cobertura, destacam-se as técnicas assintóticas (como a GO e a UTD) e os métodos numéricos (por exemplo, aqueles baseados em equações integrais, equações parabólicas ou diferenças finitas). Estes métodos são capazes de fornecer soluções para problemas eletromagnéticos para diversas configurações. Já através da solução exata das equações de Maxwell como problemas de valor de contorno nem sempre é possível obter solução analítica.

Dentre os métodos numéricos, destacam-se os das Equações Integrais do Campo Elétrico (EFIE - *Electric Field Integral Equation*) e do Campo Magnético (MFIE - *Magnetic Field Integral Equation*), que geralmente são resolvidos pelo Método dos Momentos (MoM) [3]. Este método apresenta resultados bastante precisos [5]. No entanto, esta técnica tem tratamento pouco prático (elevado custo computacional) se for utilizada em grandes cenários, onde as dimensões típicas dos obstáculos em função do comprimento de onda são elevadas, como é o caso de sistemas de comunicação móvel em ambientes urbanos.

O uso de técnicas assintóticas no domínio da frequência para caracterização do canal rádio é abordado em [9]–[12], [18]–[31]. Como a utilização de técnicas assintóticas acelera o processo de predição de cobertura em relação aos métodos de solução numérica, neste trabalho é dada uma maior ênfase a modelos de predição de cobertura que utilizam a GO e a UTD. Estes modelos assintóticos apresentam algumas restrições, principalmente ao se considerar o meio de propagação como sendo homogêneo, e por não se saber com exatidão as características elétricas e geométricas do terreno e dos obstáculos do ambiente analisado. No entanto, resultados obtidos de métodos como a

UTD, quando comparados com medições e com outros métodos de predição de cobertura, indicam o enorme potencial da técnica [28]–[31].

A UTD, proposta por Kouyoumjian e Pathak [6], é largamente utilizada na análise assintótica do espalhamento eletromagnético através de ambientes complexos. Em [7] são apresentados de forma didática os principais conceitos relativos às técnicas assintóticas da GO e da UTD. Os coeficientes da UTD, apesar de serem bastante eficientes, foram originalmente desenvolvidos apenas para a avaliação do campo difratado por cunhas condutoras elétricas perfeitas. Variações dos coeficientes de difração da UTD são apresentados em [32]–[40], onde diversos coeficientes heurísticos são propostos para o cálculo do campo espalhado através de superfícies com condutividade finita.

A caracterização banda larga de um canal rádio é feita de maneira mais eficiente através da utilização da teoria eletromagnética diretamente no domínio do tempo [12], [13], [41]–[43]. A análise temporal simplifica a obtenção de algumas características relevantes do canal rádio, como, por exemplo, tempo de retardo e banda de coerência [44]–[49]. Versões de métodos numéricos e assintóticos no domínio do tempo, como FDTD (Diferenças Finitas no Domínio do Tempo) e a versão da UTD no domínio do tempo (TD-UTD), são utilizadas para isso [50]. Como este trabalho trata da análise assintótica do espalhamento eletromagnético, será adotada a TD-UTD, que foi proposta em [51] para a consideração de múltiplas reflexões e difrações em superfícies condutoras perfeitas.

Como mencionado anteriormente, a utilização da GO e da UTD envolvem, primeiramente, a determinação das trajetórias (multipercursos) através de um algoritmo de traçado de raios, o qual pode ser feito para diversos tipos de cenários, sejam eles representações tridimensionais de ambientes interiores ou exteriores, ou representações bidimensionais (cortes horizontais ou

verticais) de ambientes diversos. Existem diversos métodos para se fazer o rastreamento dos raios desde a antena transmissora até o observador. Dentre eles, destacam-se os baseados na técnica SBR (*Shooting and Bouncing Ray*) ou método da força bruta [9], [23]–[27], e os baseados na Teoria das Imagens IT (*Image Theory*) [10],[18]–[22]. A técnica SBR rastreia os raios utilizando um método semelhante ao usado em computação gráfica para síntese de imagens: diversos raios são lançados da antena transmissora e a trajetória de cada um é acompanhada até que eles atinjam a antena receptora, levando em consideração a interação do raio com os obstáculos. Esta é uma técnica aproximada, já que são considerados todos os raios que incidem em uma esfera ao redor do ponto de recepção, o que pode fazer com que algumas trajetórias sejam replicadas ou desconsideradas. Nos métodos baseados na IT, são consideradas imagens ópticas do transmissor para o cálculo dos raios refletidos, permitindo-se encontrar todos os raios que partem do transmissor e chegam ao receptor com um número máximo de reflexões, sem redundância.

Quando o cenário considerado torna-se complexo (grande número de obstáculos), faz-se necessária a inclusão de técnicas de aceleração para o traçado de raios. Tais técnicas atuam basicamente de duas formas: redução *a priori* do número de trajetórias que não irão efetivamente contribuir na avaliação do campo espalhado e diminuição do número de testes de obstrução dos raios. Em [52]–[58] são apresentados diversos métodos para otimizar o traçado de raios.

1.2 Objetivos e Contribuições

A presente pesquisa tem como principais objetivos o desenvolvimento do ferramental teórico e numérico para a aplicação da teoria eletromagnética

em propagação de ondas radioelétricas, no intuito de caracterizar de forma eficiente sistemas de comunicação sem fio banda-larga, como, por exemplo, sistemas de telefonia móvel, TV digital, redes WiMAX, etc. A caracterização banda larga de um canal rádio pode ser feita através da transmissão de pulsos de curta duração propagando-se pelo ambiente, de forma que a análise mais eficiente utiliza a teoria eletromagnética no domínio do tempo.

Para tal, serão adotadas as técnicas assintóticas GO e UTD. Serão feitas análises do campo eletromagnético espalhado nos domínios da frequência, através da GO e da UTD, e do tempo, através da Óptica Geométrica no domínio do tempo (TD-GO) e da TD-UTD. A TD-GO e a TD-UTD são ferramentas que permitem obter a resposta do campo espalhado de forma mais rápida do que a utilização das respectivas formulações no domínio da frequência com uma posterior aplicação de uma Transformada Inversa de Fourier. Como essas formulações são assintóticas, elas apresentam melhores resultados quando as dimensões dos obstáculos são muito maiores do que a largura do pulso transmitido e esses resultados são válidos nas proximidades do tempo de chegada de cada frente de onda (*early times*) [13], [51]. O cálculo do campo espalhado será feito no domínio da frequência e do tempo, tanto para superfícies condutoras perfeitas quanto para superfícies de condutividade finita.

A utilização da GO e da UTD envolve, primeiramente, a determinação das trajetórias espalhadas pelo ambiente de interesse. A determinação dessas trajetórias será feita através de um algoritmo de traçado de raios. O algoritmo de traçado de raios implementado determina diversas trajetórias percorridas pela onda eletromagnética em um ambiente tridimensional para determinação do espalhamento do campo transmitido. No algoritmo implementado, o traçado de raios foi feito através do método das imagens, e inclui reflexões

nas faces dos obstáculos e no solo, e difrações pelas arestas laterais e do topo dos obstáculos. Algumas técnicas de aceleração foram implementadas para se otimizar esse processo e para tornar o programa implementado capaz de lidar com ambientes complexos, como, por exemplo, ambientes urbanos.

Este trabalho é uma continuação dos projetos desenvolvidos em [10] e [12], onde foram implementadas ferramentas para estudo dos mecanismos de propagação de ondas de rádio, previsão de enlaces radioelétricos e caracterização do canal rádio. Em [10] foi desenvolvida uma versão inicial de um algoritmo de traçado de raios em ambientes *quasi*-3D (alturas dos obstáculos infinitas), baseado nas técnicas de rastreamento de raios apresentadas em [18]–[22]. Foi adotada a formulação da UTD apresentada em [6] para cálculo do campo espalhado no domínio da frequência, considerando os obstáculos como superfícies condutoras elétricas perfeitas. A maior contribuição da autora no trabalho desenvolvido em [10] foi a criação de diferentes classes de trajetórias para a aceleração do algoritmo de traçado de raios, também apresentada em [18]. Em [12], o algoritmo de cálculo de campo desenvolvido em [10] foi estendido para a consideração de superfícies de condutividade finita, através da utilização dos coeficientes de reflexão de Fresnel e de novos coeficientes de difração heurísticos. Os coeficientes heurísticos desenvolvidos em [12] para a consideração de perdas consistiram numa nova abordagem, feita através da combinação das propostas apresentadas em [36] e [37]. Além disso, foi acrescentado ao algoritmo implementado, o cálculo de campo no domínio do tempo através da TD-UTD para superfícies condutoras perfeitas, de acordo com a formulação apresentada em [51].

O presente trabalho é constituído de acréscimos e melhorias em relação ao algoritmo de traçado de raios desenvolvido em [10] e [12], dentre os quais destacam-se: (i) implementação de uma técnica de visibilidade prévia ao

traçado de raios, baseada na proposta apresentada em [52], aumentando a velocidade e a capacidade do programa desenvolvido; (ii) consideração da altura dos obstáculos na determinação das trajetórias refletidas e difratadas; (iii) a inclusão de trajetórias difratadas no topo dos obstáculos, aumentando a precisão do programa para a análise de ambientes tridimensionais. Já em relação a outros trabalhos até então desenvolvidos sobre o tema, o atual trabalho traz: (i) modificações na formulação da UTD para a consideração de obstáculos com perdas, através da definição de novos coeficientes de difração heurísticos (Seção 3.1.3) e (ii) extensão da formulação da TD-GO e da TD-UTD para tratamento do espalhamento eletromagnético por superfícies de condutividade finita (Seção 3.2.4), de forma a obter resultados que simulem de maneira mais eficiente o fenômeno da propagação radioelétrica em ambientes urbanos. A formulação da TD-GO e da TD-UTD para a consideração de perdas foi obtida através da aplicação de uma transformada para o domínio do tempo em aproximações nas equações da GO e na formulação heurística da UTD no domínio da frequência para superfícies de condutividade finita. Assim, as novas formulações da UTD, da TD-GO e da TD-UTD para o cálculo do campo espalhado através de obstáculos com perdas constituem as principais contribuições deste trabalho em relação às demais referências sobre o assunto.

1.3 Estrutura do Texto

Neste texto serão apresentados os principais conceitos e técnicas utilizadas na implementação de um algoritmo para predição de cobertura radioelétrica baseado em traçado de raios. Serão apresentadas também ambas as versões da GO e da UTD (domínio da frequência e do tempo), tanto para superfícies

condutoras perfeitas como para superfícies de condutividade finita. Além da descrição dos procedimentos e da formulação relativos à determinação das trajetórias de múltiplas reflexões e difrações, com as conseqüentes contribuições para o campo total, serão apresentados diversos resultados gerados pelo programa implementado, a serem comparados com os de outros métodos de cálculo de campo e com medidas apresentadas na literatura.

No Capítulo 2 são apresentadas as técnicas utilizadas no traçado de raios. Primeiramente, é apresentada a modelagem do ambiente onde se realizará a predição de cobertura. Em seguida, são descritos os procedimentos utilizados na determinação das múltiplas reflexões através da IT. São também descritas técnicas de aceleração do traçado dos raios refletidos: uma envolvendo a redução *a priori* do número de imagens a ser calculada de uma dada fonte e outra relativa à diminuição do número de testes de obstrução das trajetórias pelos obstáculos do ambiente. Descrevem-se também os procedimentos para a determinação dos raios difratados, tanto nas arestas laterais, quanto nas arestas do topo dos obstáculos. A formação das trajetórias completas entre transmissor e receptor, com múltiplas reflexões e difrações, é apresentada através da definição de diferentes classes de raios distintas, fazendo com que trechos das trajetórias que aparecem diversas vezes, inclusive para receptores distintos em um mesmo ambiente, não precisem ser recalculados. Por fim, é apresentado um procedimento para conversão das trajetórias bidimensionais (2D) em trajetórias tridimensionais (3D).

No Capítulo 3, são apresentadas as formulações da GO, utilizada para descrever os campos associados aos raios direto e refletidos, e da UTD, para os campos associados aos raios difratados, nos domínios da frequência (GO e UTD) e do tempo (TD-GO e TD-UTD). São apresentadas também novas formulações da UTD, TD-GO e TD-UTD para o cálculo do campo espalhado

através de superfícies de condutividade finita (com perdas). São apresentados ainda alguns resultados obtidos através das novas formulações, que serão comparados com as soluções de Maliuzhinets [60] e do Método dos Momentos [3] como referência para a UTD. Os resultados fornecidos pelas formulações no domínio do tempo serão validados através da aplicação de uma transformada inversa de Fourier nos resultados obtidos via GO e UTD no domínio da frequência.

O Capítulo 4 apresenta uma série de exemplos e resultados fornecidos pelo programa implementado, onde alguns destes resultados são comparados com medidas em ambientes reais presentes na literatura. O Capítulo 5 apresenta a conclusão do trabalho e traz algumas propostas de continuidade.

Capítulo 2

Traçado de Raios

O primeiro passo na avaliação do campo espalhado baseado na Óptica Geométrica (GO) e na Teoria Uniforme da Difração (UTD) é a determinação dos caminhos ópticos (raios) entre um transmissor e um receptor. Neste capítulo, são apresentadas as técnicas de traçado de raios utilizadas para se determinar o campo espalhado ou mapas de cobertura radioelétrica em uma certa região, através da determinação das trajetórias direta, refletidas e difratadas no ambiente. Como o objetivo deste trabalho é desenvolver uma ferramenta para caracterização banda-larga de canal rádio para ambientes exteriores, não foi considerado o efeito da refração, que seria importante no caso da análise da propagação de sinais radioelétricos em ambientes interiores.

Inicialmente será apresentada a forma de modelamento do ambiente a ser analisado. Em seguida, serão discutidas diversas técnicas de partição (divisão espacial) do cenário. Estas técnicas são utilizadas para otimizar os diversos testes de interseção entre as trajetórias e os obstáculos que são realizados em um algoritmo de traçado de raios. Em seguida, serão apresentadas as técnicas de determinação das trajetórias dos raios. A técnica adotada neste trabalho para se traçar tais raios é a Teoria das Imagens (IT) [18]–[22].

Esta técnica foi preferida à de traçado de raios pelo método da força bruta, ou SBR [23]–[27], por ser bastante rigorosa e permitir a adição dos efeitos da difração matematicamente e computacionalmente de maneira mais simples, aumentando a precisão da técnica [10]. O método das imagens utiliza imagens ópticas do transmissor e dos pontos de difração, considerando as superfícies dos obstáculos como refletoras. Na Seção 2.2.1 são descritos os métodos utilizados na determinação das múltiplas reflexões através da IT. Os procedimentos para a determinação das trajetórias difratadas são apresentados na Seção 2.2.2. Múltiplas reflexões e difrações são consideradas através da separação de trechos das trajetórias (subtrajetórias) em quatro classes distintas, dependendo dos pontos inicial e final do percurso. As subtrajetórias de cada classe são posteriormente concatenadas para formação do percurso óptico completo entre o transmissor e o receptor, de acordo com o número máximo de reflexões e difrações pré-estabelecido. O uso dessas classes faz com que percursos que aparecem diversas vezes em vários raios distintos sejam calculados e armazenados apenas uma vez (Seção 2.2.3).

Inicialmente, o traçado de raios é feito considerando-se um ambiente bidimensional. Em seguida, as trajetórias 2D são convertidas para 3D, considerando-se a posição da fonte e do observador, a distância percorrida pelo raio e a altura dos obstáculos. Este procedimento é descrito na Seção 2.2.4. São incluídas também algumas trajetórias difratadas no topo dos obstáculos. Apesar disto, o algoritmo de traçado de raios implementado apresenta algumas restrições em relação a quais trajetórias 3D são consideradas. Mais especificamente, possíveis trajetórias refletidas nos topos dos obstáculos não são consideradas.

Quando o ambiente analisado for complexo (grande número de obstáculos), o cálculo das componentes multipercurso pode ser um processo bastante

demorado. Além disso, na predição de cobertura de uma certa área, receptores são colocados sobre toda a região de interesse e o traçado de raios e a avaliação assintótica do campo espalhado são então determinados para cada observador. Com isso, faz-se necessária a inclusão de técnicas de aceleração para o traçado de raios [52]–[59]. As técnicas adotadas incluem, além da separação dos percursos em classes de subtrajetórias e de uma estrutura de partição do ambiente (*quadtree*), testes de visibilidade que determinam a região de irradiação da fonte que está sendo considerada e determinam quais faces dos obstáculos são visíveis a essa fonte [52]. Isto faz com que o número de imagens a serem calculadas e, conseqüentemente, o número de raios a serem traçados diminuam. A estrutura de partição do ambiente adotada é utilizada também por essas técnicas de visibilidade (Seção 2.3), para que elas sejam executadas de forma eficiente em ambientes complexos. Ao final do capítulo será apresentado um fluxograma das principais etapas do algoritmo de traçado de raios implementado.

2.1 Descrição do Ambiente

O cenário associado ao canal rádio será modelado de maneira aproximada, dada a complexidade e o caráter dinâmico dos ambientes práticos. No caso de ambientes urbanos, esta simplificação na descrição de um cenário real pode ser feita através de uma representação dos obstáculos em termos de poliedros, onde as paredes destes podem ser definidas como faces planas em forma de polígonos, como ilustrado na Figura 2.1.

O ambiente será descrito através de uma representação bidimensional do cenário a ser analisado através de um corte horizontal, como ilustra a Figura 2.1. Isso é feito pois inicialmente o traçado de raios é realizado para

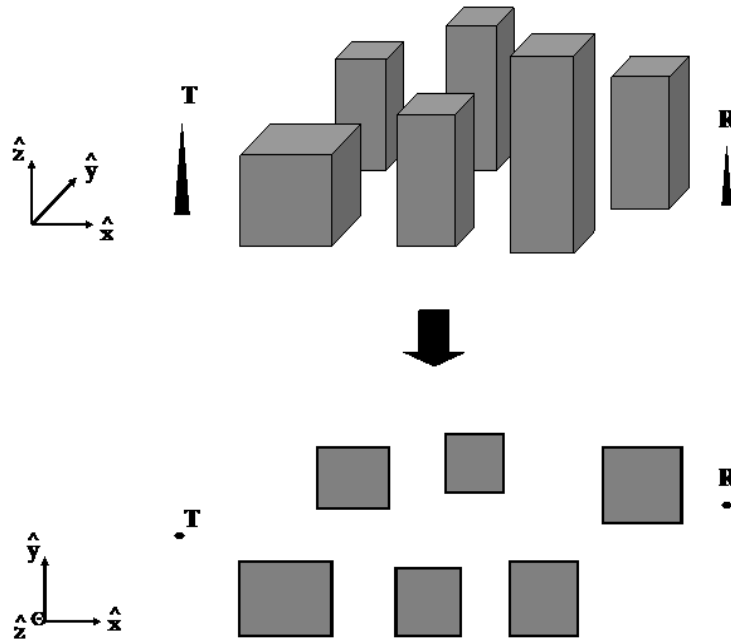


Figura 2.1: Representação 2D de um ambiente urbano: corte horizontal.

um ambiente 2D. Neste caso, os obstáculos do ambiente externo serão representados pelos polígonos que representam a seção reta destes obstáculos no corte horizontal. Cada segmento do polígono representará uma face vertical do obstáculo e cada vértice do polígono representará uma aresta vertical do obstáculo. Cada polígono será assim descrito por uma lista ordenada de segmentos. Dois segmentos têm apenas um ponto em comum (vértice) da seção reta do obstáculo, correspondendo a uma aresta vertical.

Após a leitura e processamento dos dados referentes ao ambiente, é realizado o traçado 2D dos raios direto, refletidos e difratados, de acordo com procedimentos descritos na Seção 2.2. A altura dos obstáculos é então considerada na conversão das trajetórias para 3D, de acordo com procedimento descrito na Seção 2.2.4.

2.1.1 Técnicas de Partição do Ambiente

Ao considerarmos a caracterização do canal rádio em ambientes com um grande número de obstáculos, faz-se necessária a inclusão de técnicas de aceleração para o traçado de raios. Dentre essas técnicas, diversas são baseadas no pré-processamento do ambiente em análise, particionando-o e armazenando espacialmente seus obstáculos. Isso é feito com o objetivo de otimizar os testes de interseção entre raios e faces, minimizando o tempo de pesquisa pelos obstáculos, e também para se realizar a determinação eficiente de regiões vizinhas, procedimento este necessário em testes de visibilidade (Seção 2.3.2) [52]. De outra forma, quando se implementa uma técnica de traçado de raios sem o uso de nenhum mecanismo de aceleração na verificação da interseção de um raio com os obstáculos que formam o ambiente em análise, todas as faces do cenário teriam de ser testadas. Com o uso de algum processamento prévio na base de dados do cenário, provavelmente não será necessário testar todas as faces. Nas próximas seções é feita uma breve descrição de algumas técnicas conhecidas de particionamento espacial do ambiente, sendo elas: matriz SVP (grades), angular *Z-buffer*, árvores BSP e *kd-trees*. A técnica adotada neste trabalho foi a *quadtree*, que é um tipo simplificado de *kd-tree* para ambientes bidimensionais.

Matriz SVP

A técnica denominada Matriz SVP (*Space Volumetric Partition* - Partição Volumétrica Espacial), ou grade uniforme, consiste em se subdividir o ambiente a ser analisado em regiões (volumes) de dimensões pré-definidas e constantes, independentemente da posição das antenas transmissora e receptora(s) e da distribuição dos obstáculos no cenário. Essa matriz é gerada uma única vez no início do algoritmo e é consultada nos testes de interseção

entre raios e obstáculos, com o objetivo de reduzir o número de faces a serem testadas. Isso é feito na medida em que é verificada a interseção de uma trajetória apenas com as faces contidas nos volumes atravessados por esta trajetória. Esta técnica, apesar de ser bastante simples, apresenta a desvantagem de que o tamanho escolhido para os volumes afeta o desempenho do algoritmo [54]. Além disso, se o ambiente apresenta uma distribuição irregular dos obstáculos, alguns volumes apresentarão um número de faces muito maior que outros, podendo até mesmo não possuírem dado algum, tornando a pesquisa e a utilização de memória pouco eficientes.

Algoritmo Angular Z-buffer

Na técnica *Angular Z-buffer*, o espaço do cenário em volta da fonte é dividido em regiões angulares, gerando matrizes denominadas de AZB (*Angular Z-buffer*), que contêm as faces pertencentes a cada uma dessas regiões, ordenadas de acordo com sua distância à fonte em questão. Ao contrário da matriz SVP, essa técnica depende apenas do posicionamento da fonte transmissora para fazer a partição do ambiente. O número total de regiões será função das dimensões angulares escolhidas, devendo ser buscados valores ótimos. Além da subdivisão do espaço, a esta técnica está associado também um algoritmo de visibilidade, conhecido como algoritmo do pintor, que faz a verificação do sobreamento de faces por faces mais próximas à fonte em questão [56]. Através da consulta às matrizes AZB quando da realização de testes de interseção entre raios e os obstáculos, o número de faces a serem testadas será reduzido [54].

Uma desvantagem dessa técnica é que o procedimento para montar as matrizes AZB varia, dependendo de qual fenômeno está sendo considerado: transmissão direta, reflexão ou difração. Os procedimentos relacionados aos

percursos direto e com reflexões são semelhantes. Porém, para o caso da difração, uma série de particularidades devem ser levadas em conta [54]. Outra questão é que no caso da consideração de raios que sofrem várias reflexões, na maioria das vezes outros métodos de partição do ambiente, como por exemplo a SVP, obterão melhor desempenho que a técnica angular *Z-buffer*. Isso acontece pois, apesar da técnica AZB ser mais eficiente na realização dos testes de interseção entre raios e obstáculos, o esforço necessário para se construir as matrizes AZB, no caso de duas ou mais reflexões, não é recuperado pelos testes de obstrução [54]. Além disso, a eficiência da técnica AZB decresce com o aumento do cenário, pois para pontos afastados da fonte, a região ocupada por uma região angular poderá ser muito grande, provavelmente englobando muitas faces. Nesses casos, a técnica AZB pode ser usada em conjunto com outros algoritmos de partição para haver melhora de desempenho [54].

Árvores BSP e Kd-trees

A técnica conhecida como Partição Espacial Binária (BSP - *Binary Space Partition*) particiona o cenário em estudo, gerando uma estrutura de dados chamada de árvore BSP. Árvores BSP são do tipo binárias, que dividem o espaço recursivamente em 2 sub-espacos por meio de um plano. Um inconveniente desta estrutura é a manipulação de planos com orientações arbitrárias, o que pode transformar a decisão de posicionamento dos planos de divisão uma tarefa difícil [56]. Essa árvore é construída apenas uma vez, no início do algoritmo, e é função apenas da distribuição geométrica das faces do cenário (independe da localização das antenas transmissora e receptoras).

O processo de geração de uma árvore BSP é feito inicialmente através da escolha de uma face qualquer para ser a raiz da árvore. A partir dessa

face é iniciada a subdivisão de todo o cenário. A face raiz divide o cenário em duas regiões: uma à frente do plano da face raiz (relativa à sua normal) e outra região atrás desse plano. Se uma face é cortada pelo plano da face raiz, ela divide-se em duas, e cada uma das duas porções é associada a uma região do cenário. São escolhidos dois novos componentes, que podem ser faces ou porções de faces subdivididas, um de cada região, para se fazer uma nova divisão. Este processo é repetido sucessivamente e a árvore BSP estará pronta quando não houver mais novos ramos a serem criados, ou seja, quando o cenário não puder mais ser subdividido. O número mínimo de níveis de uma árvore BSP é dado por $\text{INT}(\log_2 N) + 1$, onde N é o número de faces do cenário. O número de níveis obtidos, bem como o balanço entre os dois ramos principais da árvore, são dependentes da face escolhida como primeiro nó. Árvores ótimas têm um número de níveis muito próximo ao da fórmula dada e uma distribuição equilibrada entre os ramos principais.

Para a interrogação à árvore BSP, deve haver um ponto fonte, F , e um ponto de observação, O . No Método das Imagens (IT), o ponto F é qualquer ponto origem de um percurso que se queira analisar quanto à obstrução (antena transmissora, ponto de reflexão ou ponto de difração) e o ponto O é o destino do percurso (antena receptora, ponto de reflexão ou ponto de difração). Portanto, para um determinado percurso, são determinados os pontos F e O e, iniciando a consulta à árvore pelo nó raiz, três situações são possíveis: F e O estão à frente, atrás ou em lados opostos ao plano da face. Nas duas primeiras situações, o percurso de F a O não é bloqueado, e, como ambos estão do mesmo lado do plano, basta fazer a análise das faces localizadas no ramo à direita ou à esquerda da árvore BSP, se F e O estão à frente ou atrás do plano da face, respectivamente. Caso F e O estejam em lados opostos do plano, é possível que o percurso entre eles esteja obstruído

pela face em questão. Se for detectado que ocorreu interseção raio-face, a consulta à árvore é interrompida; caso contrário, a consulta continua por um dos ramos ligados ao nó atual. Assim, o tempo de execução do traçado de raios é otimizado através da consulta à árvore BSP a cada teste de obstrução. Como no método de traçado de raios SBR não se conhece *a priori* o ponto destino O , pois é o próprio teste de obstrução que o determinará, a técnica BSP é melhor adaptada ao uso com a IT [11].

A *kd-tree* é uma variante da árvore BSP na qual os planos que dividem os sub-espacos devem estar alinhados aos eixos do sistema de coordenadas utilizado. *Kd-trees* são estruturas de partição do tipo árvore que podem ser aplicadas a qualquer dimensão, ou seja, a *kd-tree* é uma árvore binária k-dimensional. As *kd-trees* e as árvores BSP estão entre os métodos mais eficientes conhecidos para otimizar testes de interseção entre raios e obstáculos [56].

Quadtrees e Octrees

Quadtrees e *octrees* são estruturas do tipo árvore construídas para particionar ambientes e que podem ser utilizadas, dentre outras coisas, para otimizar testes de interseção entre raios e faces em algoritmos de traçado de raios. A *quadtree* é uma árvore que divide o plano em quatro subplanos (quadrantes). As linhas de divisão são alinhadas aos eixos coordenados e essas partições são aplicadas recursivamente até que certa condição seja atingida. As *octrees* são o equivalente tridimensional das *quadtrees*, dividindo recursivamente o espaço em oito sub-volumes (octantes) por meio de quatro planos [53].

Como neste trabalho o traçado de raios é feito considerando inicialmente uma representação bidimensional do cenário, foi adotada a *quadtree* como es-

estrutura de partição espacial do ambiente. A seguir, será feita uma descrição mais detalhada desta técnica e as justificativas para escolha da *quadtree* em detrimento dos demais métodos de divisão espacial apresentados anteriormente.

A *quadtree* é uma estrutura de dados que particiona o ambiente (bidimensional) considerado através de uma divisão recursiva da região de interesse em retângulos de tamanho decrescente até que o número de faces em cada subdivisão (retângulo) seja menor que uma constante pré-estabelecida (Figura 2.2). Assim, o tamanho da *quadtree* e a maneira como o ambiente é dividido são determinados pelas propriedades geométricas do próprio ambiente analisado. A *quadtree* é implementada através de uma estrutura de árvore, onde o nó raiz desta árvore corresponde a todo o ambiente. Cada nó interno dessa árvore corresponde a um retângulo e, caso este nó tenha que ser subdividido, ele terá sempre quatro novas subdivisões (filhos). Se um nó tem filhos, então os retângulos associados aos filhos são os quatro quadrantes do retângulo pai (veja Figura 2.2). Ou seja, cada nó filho corresponde a um quarto da área do nó pai.

A *quadtree* é construída apenas uma vez, no início do programa. Inicialmente, ela consiste do conjunto total de pontos P que representam as arestas verticais do ambiente em análise, armazenados dentro de um retângulo $Q = [x_{min} : x_{max}] \times [y_{min} : y_{max}]$. (x_{min}, y_{min}) e (x_{max}, y_{max}) representam as menores e maiores coordenadas dos pontos P que descrevem o ambiente, respectivamente. Em seguida, deve-se calcular o ponto médio de Q , dado por $M(x_{med}, y_{med})$, onde $x_{med} = (x_{min} + x_{max})/2$ e $y_{med} = (y_{min} + y_{max})/2$. O retângulo original Q é então subdividido em quatro retângulos, localizados nos quatro quadrantes: nordeste (NE), noroeste (NW), sudeste (SE) e sudoeste (SW). O conjunto de pontos P é então subdividido da seguinte forma:

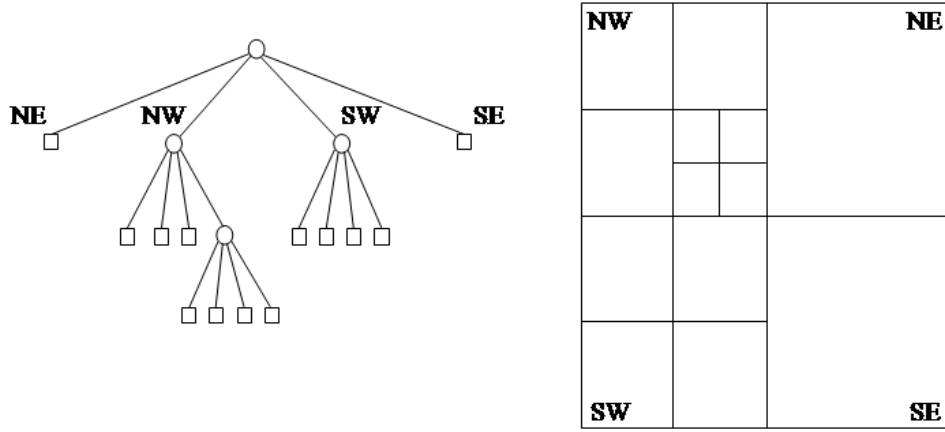


Figura 2.2: Uma quadtree e a subdivisão correspondente

- $P_{NE} := p \in P : p_x > x_{med} \text{ e } p_y > y_{med} ;$
- $P_{NW} := p \in P : p_x \leq x_{med} \text{ e } p_y > y_{med} ;$
- $P_{SW} := p \in P : p_x \leq x_{med} \text{ e } p_y \leq y_{med} ;$
- $P_{SE} := p \in P : p_x > x_{med} \text{ e } p_y < y_{med} .$

Este algoritmo divide o conjunto de pontos de forma apropriada, e recursivamente continua subdividindo cada quadrante com seu conjunto de pontos associados, da mesma forma que fez para o retângulo Q original. O processo pára quando o conjunto de pontos (ou segmentos representando as faces) armazenados em cada retângulo é menor do que uma constante pré-definida.

A *quadtree* é utilizada para otimizar o tempo de processamento em duas partes do algoritmo de traçado de raios: nos testes de obstrução, fazendo com que sejam realizados testes de interseção apenas entre o raio em questão e as faces dos obstáculos pertencentes aos nós da *quadtree* que este raio corta (Seção. 2.2.5), e nos procedimentos para se determinar a visibilidade

de um obstáculo a partir de uma dada fonte, diminuindo consideravelmente o número de faces a serem testadas (Seção. 2.3.2).

A principal diferença entre a *quadtree* e a técnica matriz SVP é que a *quadtree* permite divisões não uniformes do cenário, ou seja, a distribuição espacial das faces do ambiente é considerada no processo de partição. Isso garante uma maior eficiência à *quadtree*, pois o número de operações efetuadas em cada nó é constante, ao contrário da matriz SVP, que pode apresentar um número de faces muito maior em alguns volumes, podendo tornar a pesquisa pouco eficiente [56].

Como no trabalho em questão o algoritmo de traçado de raios será aplicado para análise do espalhamento do sinal considerando-se múltiplas interações entre arestas e faces, a técnica angular *z-buffer* não é a mais adequada justamente por ser pouco eficiente quando da análise de trajetórias que sofrem múltiplas reflexões e difrações [54].

Já em relação às técnicas BSP e *Kd-trees*, apesar destas técnicas apresentarem ordem de complexidade inferiores em suas construções e serem bastante eficientes no tempo de pesquisa quando da busca por testes de interseção, a construção de árvores de boa qualidade não é trivial, podendo comprometer tal eficiência. Tanto na *kd-tree* como na BSP, a velocidade da árvore nas pesquisas está relacionada com uma boa escolha dos planos de particionamento. A técnica simplificada tende a construir árvores balanceadas, mas nem sempre a melhor árvore deve possuir esta característica. No caso de algoritmos de traçado de raios, a construção de árvores não balanceadas proporciona um melhor desempenho para este procedimento [56]. Além da *quadtree* ser menos complexa que a *kd-tree* e a BSP, a técnica adotada para determinação das faces visíveis a uma fonte (Seção 2.3.2) foi originalmente proposta com a utilização da *quadtree* para tratar ambientes complexos de

maneira eficiente, através de pesquisa pelos vizinhos mais próximos [52]. Assim, neste trabalho decidiu-se seguir a abordagem apresentada em [52] e adotar a *quadtree* como estrutura de partição do ambiente.

2.2 Determinação das Trajetórias

Serão descritos agora os procedimentos utilizados pelo programa de traçado de raios para a determinação das trajetórias representando a interação do campo irradiado com os obstáculos de um cenário. A determinação das trajetórias refletidas e difratadas num ambiente bidimensional será tratada nas Seções 2.2.1 e 2.2.2, respectivamente. Na Seção 2.2.2, será apresentado também um método para determinação de trajetórias difratadas por arestas horizontais presentes nos topos dos obstáculos. Para que o processo de determinação dos raios completos entre transmissor e receptor que sofrem múltiplas reflexões e difrações seja feito de forma eficiente, foram criadas estruturas de armazenamento dos percursos, que chamaremos aqui de "classes", de quatro tipos diferentes ($T - R$, $T - D$, $D - D$ e $D - R$), dependendo dos pontos inicial e final do percurso. O procedimento de formação, utilização e as vantagens no uso dessas classes estão descritos na Seção 2.2.3. A técnica para conversão das trajetórias 2D para 3D será apresentada na Seção 2.2.4. E finalmente, na Seção 2.2.5, será apresentado o procedimento adotado para a determinação de obstrução nas trajetórias de maneira eficiente.

2.2.1 Raios Refletidos

Para se determinar as trajetórias dos raios refletidos utilizou-se a Teoria das Imagens (IT) [10]. Nela, o transmissor T é refletido através das faces dos vários obstáculos para se encontrar todos os caminhos ópticos até o re-

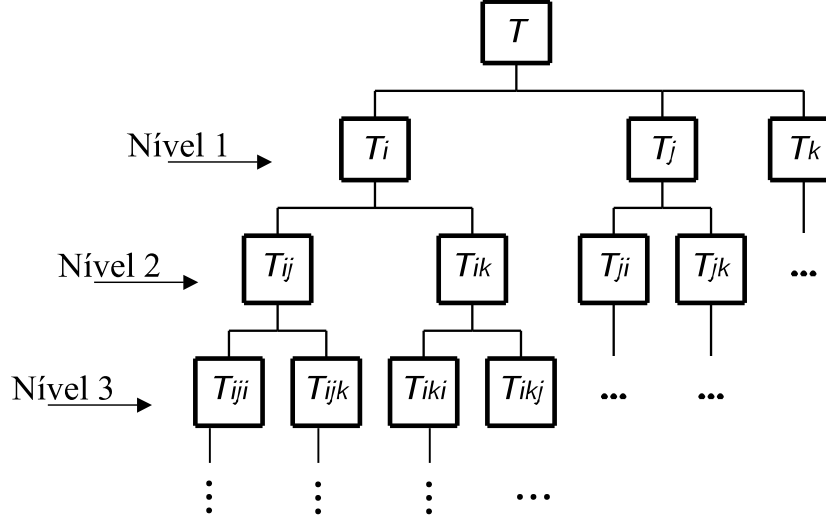


Figura 2.3: Árvore hierárquica das imagens.

ceptor R . Ou seja, a IT calcula as imagens de T geradas pelas diversas faces que compõem os obstáculos do ambiente analisado. Em seguida, cada uma dessas imagens (fontes virtuais) passa por um processo semelhante ao da fonte transmissora (T). Ou seja, as imagens determinadas na iteração anterior são utilizadas como fontes para a iteração atual. O processo é sucessivamente aplicado a todas as imagens até um determinado número de iterações pré-estabelecido, ou seja, número máximo de reflexões N_R a ser considerado.

As imagens sucessivas de T são ordenadas em um esquema do tipo árvore hierárquica, ilustrada na Figura 2.3. A raiz da árvore é T . O próximo nível é constituído pelas imagens de primeira ordem de T , geradas pelas diversas faces dos obstáculos. O segundo nível contém as imagens de segunda ordem, ou seja, as imagens das imagens de primeira ordem, e assim por diante.

Vale ressaltar que nem todas as possíveis imagens chegam a ser armazenadas na árvore devido à utilização de diversas técnicas de aceleração

(Seção 2.3). A primeira delas, conhecida como *backface culling*, considera apenas as imagens geradas pelo lado externo das faces dos obstáculos (Seção 2.3.1). Outra forma de diminuir o número de imagens é a determinação da Região de Irradiação (RI) de uma fonte. Esta técnica considera para cálculo das imagens apenas as faces que se encontram dentro da RI da fonte em questão e que, conseqüentemente, serão capazes de gerar trajetórias válidas (Seção 2.3.1). Outra maneira ainda de descarte de faces que não geram trajetórias válidas e que, conseqüentemente, não necessitam de ter suas imagens calculadas e armazenadas, é a utilização de uma técnica de visibilidade. A adotada neste trabalho é feita através de um algoritmo de varredura polar, combinado com a *quadtree*, de forma a garantir a eficiência da técnica em ambientes complexos. A aplicação de um método de visibilidade elimina as faces totalmente bloqueadas por outras mais próximas à fonte em questão. Ou seja, são desconsideradas as faces que não são visíveis pela fonte, evitando o cálculo de trajetórias obstruídas (Seção 2.3.2). As técnicas de aceleração tornam o procedimento de traçado de raios bastante eficiente, principalmente no caso de ambientes compostos por um número elevado de obstáculos [52].

Após a determinação de todas as imagens necessárias, procede-se à identificação dos pontos de reflexão. Este procedimento consiste em se traçar uma reta ligando a imagem ao observador correspondente. O ponto de interseção entre esta reta e o segmento da face que gerou a imagem determina a localização do ponto de reflexão. No caso de trajetórias que saem de T e chegam até R através de várias reflexões, o primeiro observador é sempre o receptor. Caso se trate de um raio com mais de uma reflexão, os observadores seguintes são os pontos de reflexão identificados nas iterações anteriores.

Este procedimento é feito para todas as imagens armazenadas na árvore.

As imagens do primeiro nível poderão gerar trajetórias entre T e R com uma reflexão; as do segundo nível poderão gerar raios com duas reflexões, sendo que essas imagens de segunda ordem determinam o segundo ponto de reflexão e as de primeira ordem, o primeiro ponto de reflexão. Esse processo é repetido até que o número máximo de reflexões N_R seja obtido. A Figura 2.4 ilustra o traçado de um raio que sofre duas reflexões e como a árvore de imagens é percorrida para se determinar tal trajetória. Após a determinação das possíveis trajetórias entre T e R , deve-se verificar se elas são ou não obstruídas pelos diversos obstáculos do ambiente, de acordo com procedimento descrito na Seção 2.2.5. Cada trajetória determinada de acordo com este procedimento é então armazenada na classe $T - R$. O raio direto é considerado existente caso a trajetória que liga o transmissor T ao receptor R , sem nenhuma interação com o cenário analisado, esteja desobstruída.

Uma descrição bastante detalhada sobre os métodos de traçado de raios e cálculo de imagens utilizados é apresentada em [10].

2.2.2 Raios Difrattados

A inclusão dos efeitos da difração é extremamente importante quando existe desvanecimento pronunciado na região onde se quer determinar o nível de sinal [17]–[40]. Assim, além da determinação das trajetórias refletidas, é feito também o traçado dos raios difratados entre T e R . São consideradas difrações tanto nas arestas verticais, quanto nas horizontais do topo dos obstáculos. A Figura 2.5 mostra o corte horizontal de um cenário onde ocorre difração numa aresta vertical representada pelo vértice D , seguida de uma reflexão no ponto Q . O ponto Q é determinado pela imagem de D em relação à face $\bar{S}$.

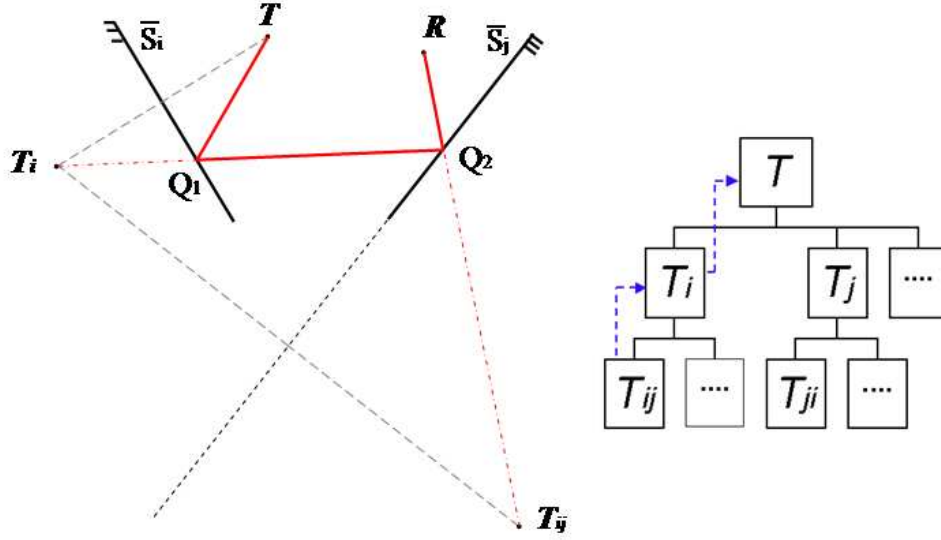


Figura 2.4: Exemplo de traçado de um raio com 2 reflexões

A determinação dos raios difratados nas arestas verticais é feita inicialmente considerando-se a representação 2D do ambiente a ser analisado. No cenário bidimensional, cada aresta vertical é representada por um vértice da seção reta do obstáculo (Seção 2.1). Cada um destes vértices é considerado *a priori* como um possível ponto de difração D .

Após a determinação dos pontos de difração, cada um deles é tratado como uma fonte transmissora ou um ponto de recepção, dependendo de qual parte do percurso (subtrajetória) está sendo calculada. Ou seja, para se determinar um raio do transmissor ao receptor que sofre uma difração, determina-se a árvore de imagens de T e calcula-se as subtrajetórias com

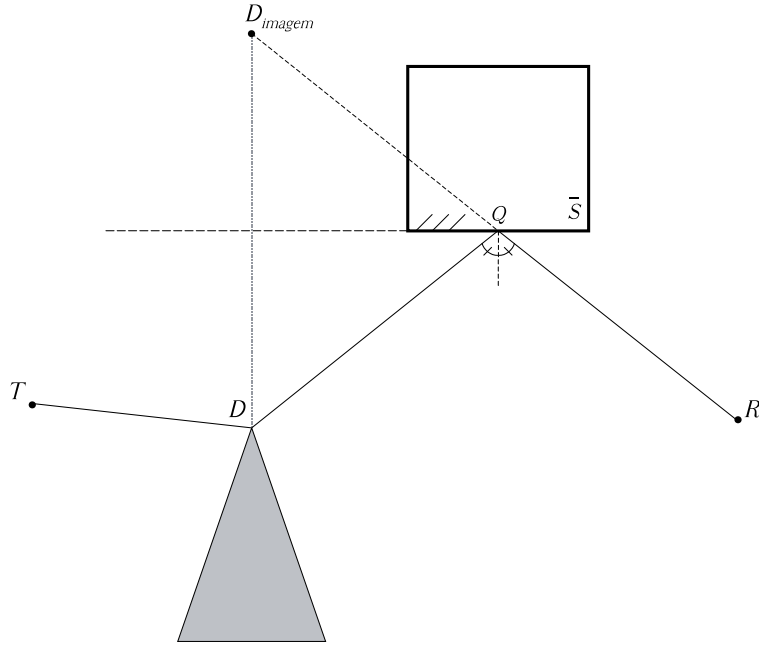


Figura 2.5: Trajetória de um raio difratado pela aresta de um obstáculo.

múltiplas reflexões, considerando-se D como receptor. Subtrajetórias deste tipo são armazenadas na classe $T - D$. Em seguida, o mesmo procedimento é executado considerando-se D como transmissor e R como receptor, ou seja, calcula-se a árvore de imagem do ponto de difração em questão e determina-se as subtrajetórias com múltiplas reflexões até R . Essas subtrajetórias são armazenadas na classe $D - R$. Em seguida, as subtrajetórias de T a D são concatenadas às subtrajetórias de D a R , gerando-se diversos raios que sofrem uma difração e diversas reflexões, respeitando-se o número máximo de reflexões (N_R) pré-estabelecido. Este procedimento é realizado para os diversos pontos de difração do ambiente.

No caso de duas ou mais difrações, determinam-se também as subtrajetórias entre dois pontos de difração, por exemplo D_i e D_j , onde um deles é considerado como transmissor e o outro como receptor. Subtrajetórias deste

tipo são armazenadas na classe $D - D$. Nota-se que é possível existir subtrajetórias que saem de um ponto de difração D_i , sofrem uma ou mais reflexões, e retornam ao mesmo ponto de difração D_i ($j = i$). Para que os raios que sofrem múltiplas difrações entre T e R sejam determinados, concatena-se as subtrajetórias de T a D_i , com subtrajetórias de D_i a D_j , e posteriormente com as subtrajetórias de D_j a R . Diversos pares de subtrajetórias de D_i a D_j diferentes podem ser utilizados, dependendo do número máximo de difrações (N_D) pré-estabelecido. Vale ressaltar que, uma vez determinadas as subtrajetórias entre dois pontos de difração D_i e D_j , as subtrajetórias entre D_j e D_i são automaticamente obtidas pelo caminho inverso, sem a necessidade de se repetir o processo de traçado de raios para este novo par de pontos de difração. Uma descrição detalhada desse procedimento de cálculo das trajetórias difratadas é apresentada em [10].

O procedimento previamente descrito para determinação das múltiplas reflexões e difrações (em arestas verticais), determina trajetórias bidimensionais, que são posteriormente convertidas em trajetórias tridimensionais através da técnica a ser apresentada na Seção 2.2.4. Já o procedimento para determinação das trajetórias tridimensionais difratadas em arestas horizontais (topo dos obstáculos) é diferente do apresentado para o cálculo da difração por arestas verticais.

A inclusão de trajetórias difratadas no topo dos obstáculos é extremamente importante ao se considerar uma análise tridimensional do campo espalhado, especialmente em situações onde não existe visada direta (NLOS - *Non Line Of Sight*) e quando a altura da antena transmissora é maior que a dos obstáculos do ambiente. Este tipo de configuração ocorre com bastante frequência em sistemas de comunicação ponto-multiponto em ambientes urbanos e suburbanos. No entanto, a inclusão de todas as possíveis trajetórias

que sofrem múltiplas reflexões e difrações no topo dos obstáculos, mesmo considerando os limites N_R e N_D , faria com que o número de raios a serem traçados fosse muito grande, aumentando bastante a complexidade do modelo e muitas vezes trazendo contribuições pouco significativas ao cálculo do campo espalhado [26]. Além disso, o procedimento para se determinar a localização dos pontos de difração nas arestas horizontais dos obstáculos não é tão simples e direto quanto o das arestas verticais, onde se conhece *a priori* a localização do ponto de difração. Isso torna o algoritmo para se traçar trajetórias difratadas no topo dos obstáculos mais complexo. Por isso, são consideradas apenas trajetórias que saem do transmissor e chegam ao receptor sofrendo apenas uma difração no topo de um obstáculo, sem nenhuma reflexão ou com apenas uma, no solo ou na face de um obstáculo.

A determinação das coordenadas de um ponto de difração numa aresta horizontal (D_H) se baseia na Lei da Difração (cone de Keller) e no princípio generalizado de Fermat, que determinam que o ângulo de incidência e o de difração, em relação à aresta, são iguais, o que faz com que a distância percorrida pela trajetória entre uma fonte F e o ponto de observação O , passando por D_H , seja a menor possível [6]. Para se determinar as coordenadas (x_d, y_d, z_d) de D_H , primeiramente parametrizam-se essas coordenadas em função da equação do segmento de reta onde se está testando a localização desse ponto de difração. Com base na Figura 2.6, temos:

$$D_H = (x_d, y_d, z_d) = (x_1 + l(x_2 - x_1), y_1 + l(y_2 - y_1), z_1 + l(z_2 - z_1)), \quad (2.1)$$

onde (x_1, y_1, z_1) e (x_2, y_2, z_2) são as coordenadas dos pontos inicial (P_1) e final (P_2), respectivamente, da aresta onde se quer determinar D_H . O parâmetro l , que indica a posição do ponto no segmento $\bar{S}$ da aresta, é calculado de maneira a minimizar a distância $\overline{FO}$ entre F e O , passando por D_H , da

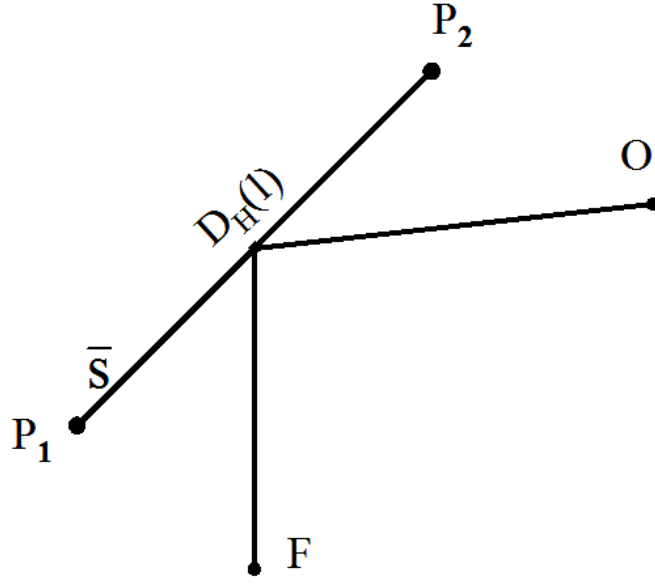


Figura 2.6: Coordenadas de um ponto de difração em uma aresta horizontal.

seguinte forma:

$$\frac{\partial \overline{FO}}{\partial l} = 0 \quad (2.2)$$

onde $\overline{FO}$ corresponde à soma das distâncias entre $F - D_H$ e $D_H - O$. Se l tiver valor entre 0 e 1, D_H pertence a $\bar{S}$. Caso contrário, o referido ponto de difração não é válido.

Para que o algoritmo de traçado de raios implementado possa incluir as difrações pelo topo dos obstáculos de maneira eficiente, primeiramente faz-se uma pré-seleção das faces candidatas a formarem essas trajetórias. Ou seja, nem todos os obstáculos que formam o cenário analisado são considerados na busca de D_H . É possível, com isso, que alguns raios não sejam traçados, mas como mencionado anteriormente, a busca de todas as possíveis trajetórias traria um custo computacional muito grande ao algoritmo sem ganhos significativos no resultado final obtido [26]. Assim, para se testar a existência

de difração pelo topo, são consideradas apenas as faces dos obstáculos (segmentos $\bar{S}$) visíveis pelo transmissor T , pelo receptor R e também as faces que obstruem os raios 2D direto e com uma reflexão, pois nesse caso poderia existir uma difração no topo do obstáculo que a princípio estaria bloqueando tais trajetórias.

Feita a pré-seleção dos obstáculos candidatos a apresentarem difração pelo topo, determina-se, então, as trajetórias entre T e R passando por D_H , sofrendo ou não uma reflexão. Essa possível reflexão, na face lateral de um obstáculo ou no solo, é calculada apenas entre D_H e R , ou seja, após a difração [26]. Assim, através das Eqs. (2.1) e (2.2), determinam-se as trajetórias que sofrem uma difração numa aresta horizontal e nenhuma reflexão, considerando o receptor R como o observador O . Para a inclusão de uma reflexão no solo, a posição do observador O é dada pelas coordenadas da imagem de R em relação ao solo. E para a consideração de uma reflexão nas faces laterais dos obstáculos, O é a imagem de R em relação à face em questão. Em todos os casos anteriores, a fonte F é o transmissor T . Essas trajetórias difratadas em arestas horizontais já têm coordenadas tridimensionais e não precisam ser armazenadas em nenhuma das classes $T - R$, $T - D$, $D - D$, $D - R$, pois já estão completamente determinadas do transmissor ao receptor. A Figura 2.7 ilustra os três tipos de trajetórias difratadas no topo dos obstáculos que foram consideradas.

2.2.3 Formação das Trajetórias com Múltiplas Reflexões e Difrações

O procedimento para se determinar os multipercursos completos entre o transmissor T e o receptor R , considerando-se múltiplas reflexões e difrações

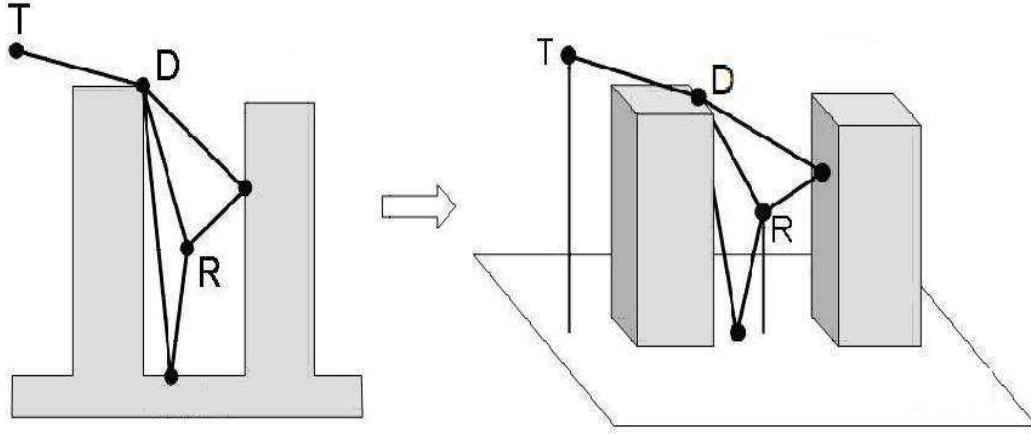


Figura 2.7: Tipos de trajetórias consideradas com difração no topo dos obstáculos.

em arestas verticais, consiste primeiramente na separação dos percursos em quatro classes distintas: $T - R$, $T - D$, $D - D$ e $D - R$. Como mencionado anteriormente, os pontos D utilizados nessas classes são os vértices das projeções bidimensionais dos obstáculos e não incluem os pontos de difração no topo dos obstáculos. Após a determinação de cada uma dessas espécies de subtrajetórias, de acordo com os procedimentos discutidos nas Seções 2.2.1 e 2.2.2, faz-se diversas concatenações entre essas classes para se obter todas as possíveis trajetórias entre T e R , passando por diversos pontos de reflexão e de difração, até os limites máximos N_R e N_D pré-estabelecidos. Vale ressaltar que cada uma dessas classes contém subtrajetórias que sofrem apenas reflexões entre o ponto inicial (que pode ser o transmissor T ou um ponto de difração D) e o final (que pode ser o receptor R ou um ponto de difração D). Com isso, a construção de cada classe é feita através de um procedimento uniforme, ou seja, a determinação dos pontos de reflexão de uma subtrajetória das classes $T - R$, $T - D$, $D - D$ ou $D - R$ é o mesmo, alternando-se apenas quem é o ponto fonte e quem é o ponto observador.

As trajetórias entre T e R que não passam por nenhum ponto de difração são obtidas diretamente dos raios armazenados na classe $T-R$, a qual contém também o raio direto. Para as trajetórias envolvendo uma única difração, considera-se uma subtrajetória pertencente à classe $T-D$ e outra à classe $D-R$. Obviamente, o ponto de difração da classe $T-D$ que está se considerando é o mesmo da classe $D-R$. Para subtrajetórias com mais de uma difração, deve-se concatenar um ou mais elementos da classe $D-D$ entre elementos das classes $T-D$ e $D-R$, de tal forma que o último ponto de difração de uma classe seja exatamente o primeiro da classe imediatamente a seguir.

A utilização destas classes de subtrajetórias apresenta diversas vantagens, fazendo com que o procedimento de traçado de raios seja feito de maneira mais rápida e eficiente. Como primeira vantagem, podemos citar o fato de que diversas subtrajetórias das classes que envolvem pontos de difração ($T-D$, $D-D$, $D-R$) aparecem repetidas vezes em multipercursos distintos. Com isso, não é preciso recalcular tais subtrajetórias, permitindo, assim, uma otimização de tempo e memória para a realização do traçado de raios. Outra vantagem acontece quando se faz a predição de cobertura de uma certa região. Isso é feito através do traçado de raios e cálculo de campo para diversos observadores distintos, formando uma grade de receptores (R) que cobre a região de interesse. Como esse procedimento é feito para cada R , o custo computacional da predição pode ser bastante elevado, especialmente se o ambiente em questão for muito complexo. A utilização das classes permite que as subtrajetórias do tipo $T-D$ e $D-D$ só precisem ser determinadas uma única vez, desde que a posição do transmissor (T) e o cenário não sejam alterados. A Figura 2.8 ilustra duas situações onde subtrajetórias das classes $T-D$, $D-D$ e $D-R$ aparecem repetidas vezes em multipercursos distintos - tanto para um mesmo receptor quanto para receptores distintos.

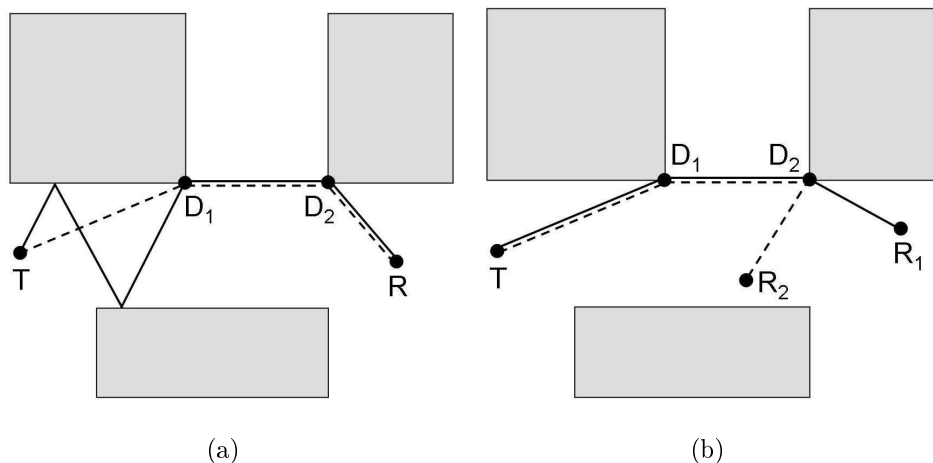


Figura 2.8: Diferentes multipercursos 2D de T a R , compartilhando as mesmas subtrajetórias: (a) receptor fixo e (b) receptores distintos.

Outra questão relativa à classe $D - D$ é a simetria entre pares de elementos, como mencionado na Seção 2.2.2. Isso significa que, uma vez determinadas as subtrajetórias partindo de um certo ponto de difração D_i até um outro ponto de difração D_j , as subtrajetórias de D_j até D_i já ficam automaticamente determinadas, bastando armazenar agora as interações (reflexões) deste percurso com o ambiente de maneira inversa. Esse procedimento reduz a busca dos elementos pertencentes a esta classe aproximadamente pela metade.

Um outro ponto que também pode ser aproveitado para otimizar o procedimento de traçado de raios é o fato de que, baseado no princípio de Fermat e considerando-se meios recíprocos, uma trajetória com múltiplas interações de uma fonte a um ponto de observação é exatamente a mesma que seria obtida se fonte e observador tivessem suas posições trocadas entre si. Esse fato é utilizado na construção da classe $D - R$. Ou seja, ao invés de se calcular a árvore de imagens e traçar as subtrajetórias dos vários pontos de difração ao receptor, calcula-se apenas a árvore de imagens do receptor e

faz-se o traçado de raios aos vários pontos de difração do ambiente. Em seguida, armazena-se cada subtrajetória de maneira invertida, mantendo-se os diversos pontos D como fonte e R sempre como observador. Ao se evitar o cálculo de diversas árvores de imagens diferentes (para cada D) obtém-se economia no tempo de formação da classe em questão. Os pontos de difração do ambiente são armazenados em um vetor, onde a posição de cada ponto neste vetor identifica qual D está sendo tratado, facilitando também a busca por cada um destes pontos.

A utilização dessas classes na formação dos raios evita também o cálculo desnecessário de diversas subtrajetórias pertencentes às classes que contêm pontos de difração. No caso de se fazer um estudo considerando apenas os efeitos da reflexão, obviamente apenas a classe $T - R$ é construída. No caso de uma análise considerando-se múltiplas reflexões e apenas uma difração, a classe $D - D$ não precisa ser calculada: os raios completos com uma difração são formados pela concatenação de subtrajetórias das classes $T - D$ e $D - R$ apenas. Já no caso do cálculo de raios que sofrem duas ou mais difrações e múltiplas reflexões, todas as classes devem ser calculadas. No entanto, nem todos os pontos de difração que compõem o ambiente em análise precisam ser considerados: inicialmente, para o caso de se considerar no máximo duas difrações, apenas os pontos D que aparecem como observadores da classe $T - D$ são tratados como fontes para formação da classe $D - D$. No caso de três difrações, os pontos D que aparecem como observadores dos elementos da classe $D - D$ já calculados, também devem ser tratados como fonte no cálculo desse tipo de subtrajetória. A cada difração extra que se quiser considerar, este procedimento é repetido, verificando-se sempre se os pontos D que são observadores dos elementos já constantes da classe $D - D$ na iteração anterior estão sendo também considerados como fonte na formação das subtrajetórias

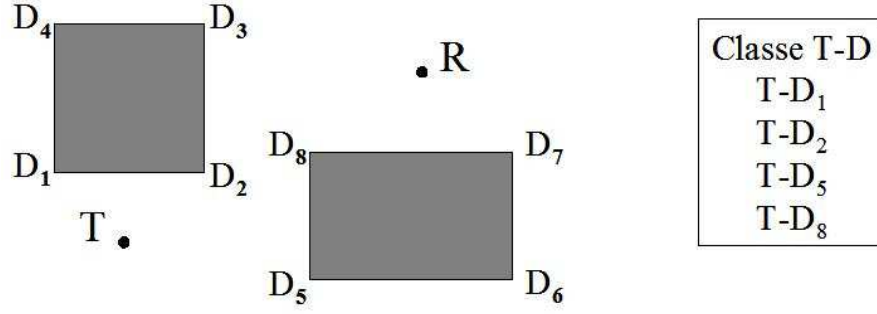


Figura 2.9: Elementos da classe $T - D$ calculados para o ambiente em questão.

do tipo $D - D$. No caso de ambientes complexos onde o número de pontos de difração é muito grande, isso representa uma redução considerável no tempo de processamento do traçado de raios. Considere o ambiente representado na Figura 2.9, com as respectivas subtrajetórias da classe $T - D$ existentes (o número de reflexões será considerado igual a zero, por simplicidade). Para a consideração de duas difrações, a classe $D - D$ teria como fontes apenas os pontos de difração D_1 , D_2 , D_5 e D_8 , ou seja, esta classe seria composta pelos seguintes elementos: $(D_1 - D_{2,4,5})$, $(D_2 - D_{1,3,5,8})$, $(D_5 - D_{1,2,6,8})$ e $(D_8 - D_{2,3,5,7})$. Observe que os pontos de difração considerados como fontes são os que aparecem na classe $T - D$ como observadores. Caso se queira calcular raios que sofrem até três difrações, devem ser acrescentados à classe $D - D$ as subtrajetórias que possuem como fonte os pontos de difração que ainda não foram considerados como tal e que são observadores dos elementos já incluídos nesta classe anteriormente. Esses elementos são: $(D_3 - D_{2,4,5,7,8})$, $(D_4 - D_{1,3})$, $(D_6 - D_{5,7})$ e $(D_7 - D_{3,6,8})$.

Para ilustrar a utilidade dessas classes na otimização do algoritmo de traçado de raios, um estudo de caso prático é apresentado a seguir. O am-

biente em questão consiste de 17 obstáculos (i.e., 17 prédios), com um total de 80 faces e arestas, como mostra a Figura 2.10. Nesta figura, também são indicadas as posições do transmissor (T) e do receptor (R). O algoritmo de traçado de raios foi aplicado para este ambiente, considerando trajetórias que sofrem, no máximo, cinco reflexões ($N_R = 5$) e duas difrações ($N_D = 2$) nas arestas laterais dos obstáculos. Para ilustrar o cálculo redundante de subtrajetórias que foi evitado com a utilização das classes, a Figura 2.11 mostra a distribuição das subtrajetórias $T - D$, $D - D$ e $D - R$ que foram reutilizadas para um único receptor localizado na posição (391 m, 100 m), como indicado na Figura 2.10. Os resultados indicam que algumas subtrajetórias, especialmente as pertencentes às classes $T - D$ e $D - R$, são reutilizadas mais de cem vezes para a situação em questão (um único receptor). Quando vários receptores são considerados, como no caso de predição de cobertura de uma certa área, o número de reusos das subtrajetórias aumenta bastante, pois as subtrajetórias das classes $T - D$ e $D - D$ não precisam ser recalculadas. Consequentemente, apenas os elementos das classes $T - R$ e $D - R$ precisam ser recalculados para receptores distintos. Para o cenário da Figura 2.10, o reuso dos elementos $T - D$ e $D - D$, sozinhos, são responsáveis por uma redução de 60% no tempo de processamento.

2.2.4 Conversão das Trajetórias 2D para 3D

Após a determinação das trajetórias completas entre T e R , com múltiplas reflexões e difrações, o procedimento de traçado de raios bidimensional está concluído. O passo seguinte consiste em se efetuar a conversão das trajetórias 2D em 3D. No presente trabalho adotou-se uma representação do ambiente onde o solo é considerado plano, de tal modo que as arestas verticais dos obstáculos sejam todas perpendiculares ao solo e, consequentemente,

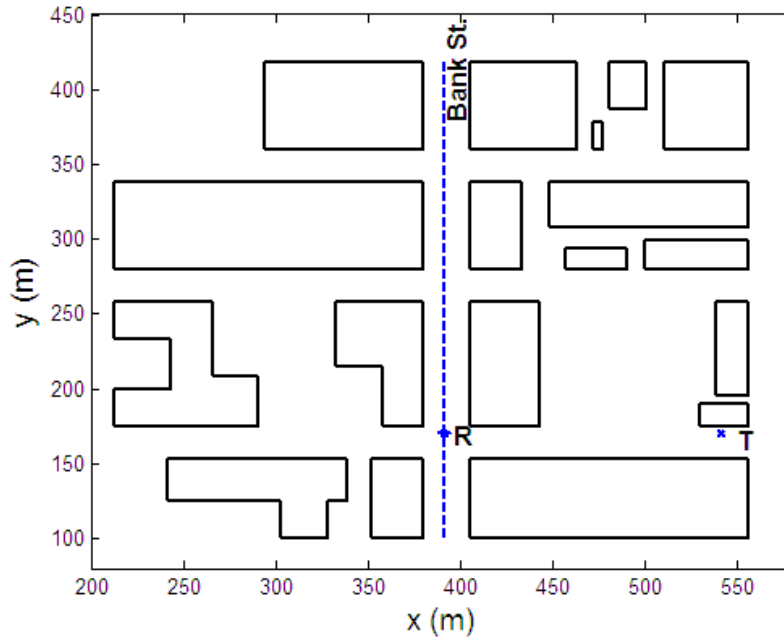


Figura 2.10: Ambiente representando parte da cidade de Ottawa. O transmissor está em T e os receptores R foram colocados ao longo da Bank St. (linha pontilhada).

paralelas entre si.

Cada trajetória bidimensional representa a projeção no plano do solo de duas trajetórias tridimensionais: uma de T a R sem reflexão no solo e outra de T a R com reflexão no solo. O ponto de reflexão no solo é determinado aplicando-se o conceito de imagem do receptor, ou do transmissor, em relação ao plano do solo. Assim, haverá sempre uma trajetória de T até R (sem reflexão no solo), associada a outra de T até a imagem de R (com reflexão no solo). Ambas as trajetórias possuirão a mesma projeção no plano do solo, previamente determinadas pelas técnicas de traçado de raios 2D apresentadas nas Seções 2.2.1–2.2.3. Assim, as trajetórias são inicialmente determinadas

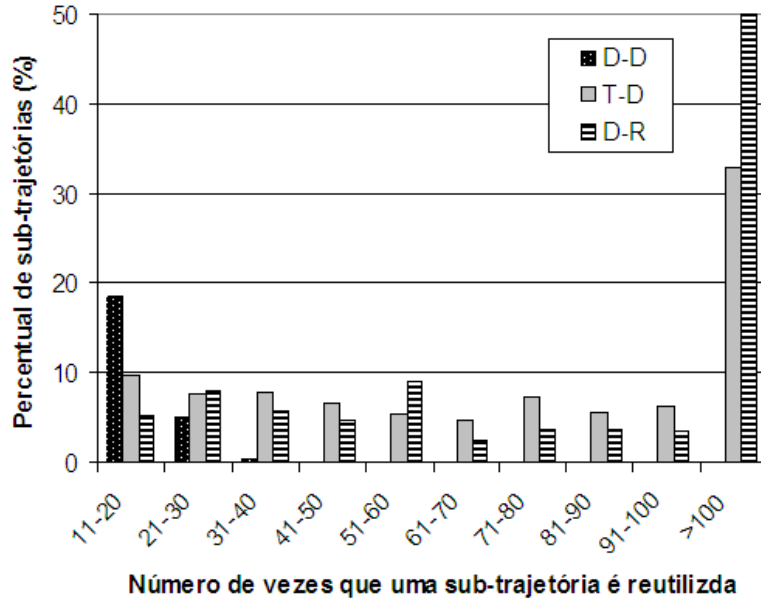


Figura 2.11: Distribuição do reuso das subtrajetórias $T-D$, $D-D$ e $D-R$ para um receptor posicionado em (391 m, 100 m), como indicado na Figura 2.10

através do modelo 2D, assumindo transmissor e receptor com as mesmas alturas. Em seguida, cada trajetória 2D dará origem a duas 3D, onde uma delas refere-se à reflexão no solo, como pode ser observado na Figura 2.12.

A conversão das trajetórias para 3D é feita com o auxílio das distâncias percorridas ao longo das trajetórias 2D e as alturas das antenas em relação ao solo, como mostra a Figura 2.13, extraída da Ref. [22]. Em seguida, verifica-se se a altura do ponto de reflexão ou difração calculado é menor que a do obstáculo onde ocorreu a interação em questão. Se a altura do ponto de interação for menor que a do obstáculo, o raio é armazenado. Caso contrário, ele é descartado por não interagir com o obstáculo em análise.

Após a determinação de todas as trajetórias tridimensionais, inclusive as que sofrem difração em arestas horizontais (Seção 2.2.2), procede-se à verifi-

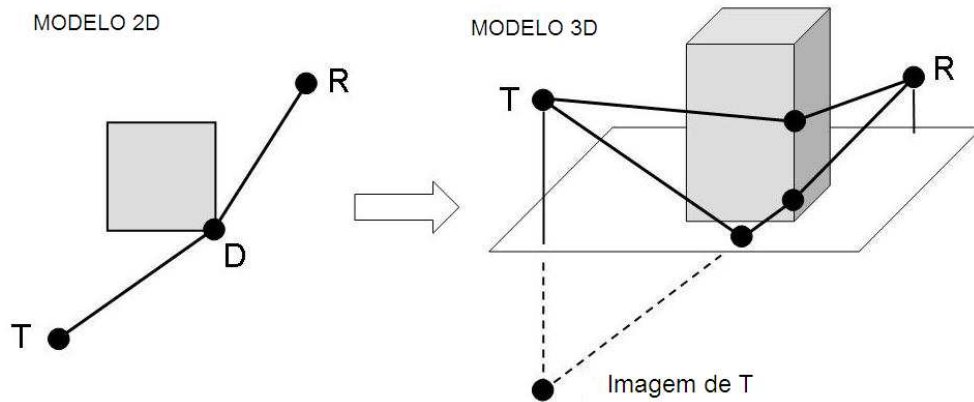


Figura 2.12: Trajetórias 3D correspondentes a um raio 2D.

cação de obstrução do raio 3D por algum obstáculo do ambiente em análise (Seção 2.2.5). Caso a trajetória esteja obstruída, ela é, então, descartada.

2.2.5 Determinação de Possíveis Obstruções da Trajetória

Após a determinação das trajetórias 3D, o algoritmo de traçado de raios deve verificar se elas são ou não obstruídas pelos diversos obstáculos do ambiente. O processo de determinação de possíveis obstruções consiste na verificação de interseções entre os diversos trechos das trajetórias e as faces dos obstáculos que compõem o cenário. Para isso, primeiramente verifica-se se existe a interseção entre dois segmentos de reta bidimensionais, onde um deles representa a projeção da trajetória no plano paralelo ao solo e o outro a face do obstáculo no plano 2D. No caso de uma análise tridimensional, se existe a obstrução nas trajetórias por algum obstáculo 2D, verifica-se se a trajetória 3D está realmente obstruída comparando a altura do ponto de interseção com a altura do obstáculo. Caso a altura do obstáculo seja menor que a do ponto de interseção, o raio está desobstruído, pois está passando sobre o obstáculo. Caso contrário, a trajetória é descartada. Este mesmo

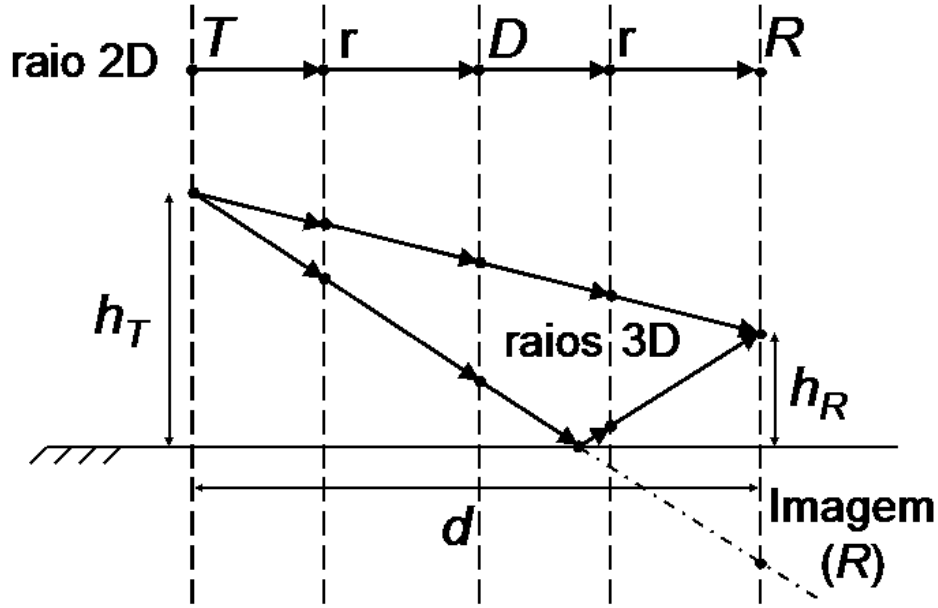


Figura 2.13: Conversão de um raio 2D em dois raios 3D.

procedimento para verificação de obstrução de trajetórias tridimensionais é adotado para a verificação de obstrução de trajetórias que sofrem difração nos topos dos obstáculos.

Como a verificação da obstrução de cada trajetória deve ser feita para todas as faces do cenário, à medida que o número de obstáculos aumenta linearmente, o número de testes de interseção cresce exponencialmente. Com isso, em ambientes complexos, o procedimento de traçado de raios requer técnicas de aceleração visando diminuir o número desses testes de obstrução e otimizar tal processo. A *quadtree*, apresentada na Seção 2.2, assim como outras técnicas de partição do ambiente, pode ser utilizada para se diminuir o número de testes de interseção que devem ser feitos ao se determinar possíveis

obstruções das trajetórias. Ela é utilizada da seguinte forma: primeiramente testa-se quais células da *quadtree* são cortadas pela trajetória em questão; depois, para determinar se ocorre obstrução, faz-se o teste de interseção da trajetória apenas com as faces contidas nas células da *quadtree* cortadas pela trajetória. Com isso, reduz-se consideravelmente o número de testes de interseção, já que não é necessário fazê-los com todas as faces do cenário considerado.

Considerando a Figura 2.14 para ilustrar a aplicação da *quadtree* no teste de obstrução, nela tem-se uma trajetória representando o raio direto $\overline{TR}$. Após a verificação de quais células da *quadtree* a trajetória atravessa, vê-se que os testes de interseção devem ser feitos apenas entre o raio $\overline{TR}$ e as faces (segmentos) em vermelho, que estão contidas nas mesmas células que o raio $\overline{TR}$. Com isso, reduz-se consideravelmente o número de testes de interseção, já que não é necessário fazê-los com todas as faces do ambiente. É importante observar que, para um mesmo perfil, só é necessário montar a *quadtree* uma única vez, mesmo que se varie a posição do receptor ou do transmissor diversas vezes.

2.3 Técnicas de Aceleração

Quando o ambiente a ser considerado para avaliação do campo espalhado torna-se complexo, ou seja, apresenta um número elevado de obstáculos, faz-se necessária a inclusão de técnicas que acelerem o traçado de raios e minimizem a quantidade de informações a serem armazenadas. As técnicas adotadas neste trabalho atuam na formação dos raios com múltiplas reflexões e difrações entre o transmissor e o receptor, através do uso das classes de percursos dos raios; nos testes de obstrução, através do uso da *quadtree*; e

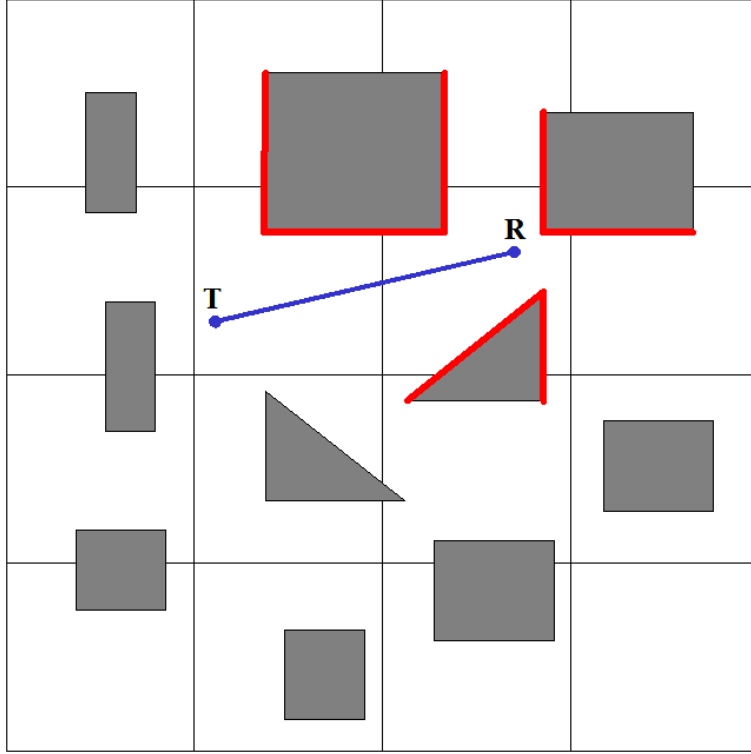


Figura 2.14: Exemplo de determinação de quais faces devem ser testadas em relação ao raio $\overline{TR}$. Estas faces estão indicadas em vermelho.

no cálculo das imagens, através da pré-seleção das faces que poderão efetivamente gerar trajetórias válidas.

A utilização das classes $T - R$, $T - D$, $D - D$ e $D - R$ contribui para um traçado de raios mais eficiente pois evita que diversos trechos que aparecem repetidas vezes em trajetórias distintas sejam recalculados, além de outras questões já discutidas na Seção 2.2.3. A utilização da *quadtree* otimiza bastante os testes de obstrução pois diminui o número de obstáculos a serem testados na verificação do possível bloqueio da trajetória, de acordo com procedimento descrito na Seção 2.2.5.

Já a redução do número de imagens (ou fontes virtuais) a serem calcu-

ladas é extremamente importante num algoritmo de traçado de raios pela IT (Teoria das Imagens). Como visto na Seção 2.2.1, uma estrutura do tipo árvore hierárquica é utilizada para armazenar e facilitar a busca recursiva das imagens na determinação dos pontos de reflexão. No entanto, esse esquema pode fazer com que a análise de um perfil com muitos obstáculos ou a consideração de vários níveis de reflexão torne-se computacionalmente inviável, pois o número de imagens a ser considerado na árvore cresce exponencialmente à medida em que mais obstáculos (faces) são acrescentados ou múltiplas reflexões são analisadas, pois cada uma das imagens calculadas é capaz de gerar uma trajetória específica, onde o seu nível na árvore indica o número de reflexões da possível trajetória. No entanto, a existência de uma imagem não implica necessariamente na existência de uma trajetória válida. É é justamente nesse aspecto que as técnicas de aceleração para redução do número de imagens atuam.

Assim, com a finalidade de tornar a IT eficiente, será apresentada uma técnica que consiste na aplicação do conceito de visibilidade de uma fonte. Uma vez que as interações mais importantes de uma onda eletromagnética acontecem com os obstáculos próximos ao ponto de interesse, a determinação da região de visibilidade de uma fonte limita a análise da interação do campo irradiado com os obstáculos que irão efetivamente gerar raios refletidos. Ou seja, obstáculos que estão obstruídos por outros visíveis à fonte não são considerados no cálculo das imagens da fonte em questão. Essa técnica melhora o desempenho do algoritmo de traçado de raios na medida em que consegue reduzir significativamente o número de imagens na árvore hierárquica através do descarte *a priori* das fontes virtuais que não são capazes de estabelecer uma trajetória válida. A técnica de visibilidade adotada inclui o cálculo da Região de Irradiação de uma fonte F (Seção 2.3.1) e a determinação das

Faces Visíveis de F através de uma técnica de varredura polar (Seção 2.3.2). A *quadtree* também é utilizada nesses procedimentos de visibilidade, com o objetivo de torná-los mais eficientes.

2.3.1 Regiões de Irradiação

A técnica de visibilidade adotada compreende inicialmente a definição do tipo de fonte que se está tratando e a definição de sua Região de Irradiação (RI). A RI de uma fonte F é a região do espaço que pode ser alcançada por uma onda emitida a partir dessa fonte, segundo os princípios da Óptica Geométrica. A determinação da RI de F consiste em se delimitar uma certa região no espaço, a partir da fonte, e somente calcular as imagens dessa fonte em relação às superfícies que estão inteira ou parcialmente contidas nesta região [21]. As superfícies (faces) contidas nesta região são ditas iluminadas pela fonte em questão.

As fontes F a serem consideradas para o traçado de raios são basicamente de três tipos: uma fonte *real*, constituída pela antena transmissora T ; fontes de difração D , constituídas pelos vértices dos obstáculos (pontos de difração das arestas verticais) e as fontes virtuais V , constituídas pelas sucessivas imagens das fontes anteriores (T ou D). A Figura 2.15 ilustra esses três tipos de fonte com suas respectivas regiões de irradiação. Assim, quando F for a antena transmissora T , sua RI corresponde a todo o plano. Se a fonte F for um ponto de difração D , sua RI é a área externa ao obstáculo confinada pelas duas retas partindo de D e seguindo a direção dos segmentos adjacentes. Já se F for uma fonte virtual V (imagem utilizada para se traçar os raios que sofrem reflexão), sua RI corresponde à área limitada pela face refletora que gerou a imagem, representada pelo segmento $\bar{S}$, e pelas duas retas partindo de V e que passam pelos pontos extremos de $\bar{S}$.

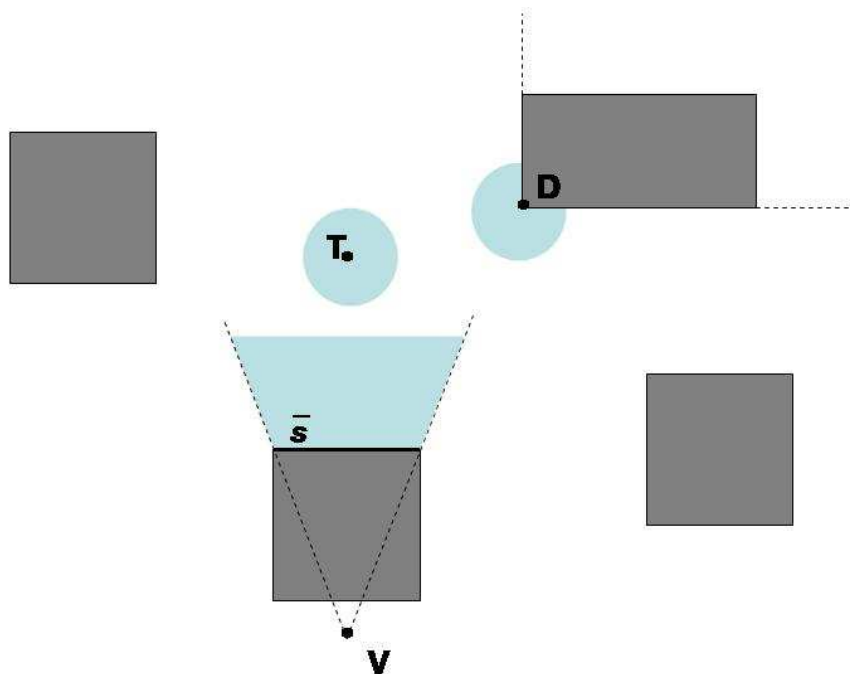


Figura 2.15: Regiões de Irradiação: antena transmissora T , ponto de difração D e a fonte virtual V de T

A *quadtree* é utilizada nesse procedimento de cálculo da RI de uma fonte, no momento da busca das faces pertencentes à RI em questão. Primeiro faz-se uma busca das células da *quadtree* pertencentes à RI, para depois verificar quais faces pertencentes a essas células da *quadtree* estão efetivamente iluminadas pela fonte F investigada. Assim, a utilização da *quadtree* otimiza esse procedimento na medida em que diminui o número de faces a serem testadas se estão na RI de uma fonte ou não.

2.3.2 Faces Visíveis de uma Fonte

Após a definição da RI da fonte em análise, a técnica de visibilidade prossegue à determinação das faces visíveis a F . Este teste tem o objetivo

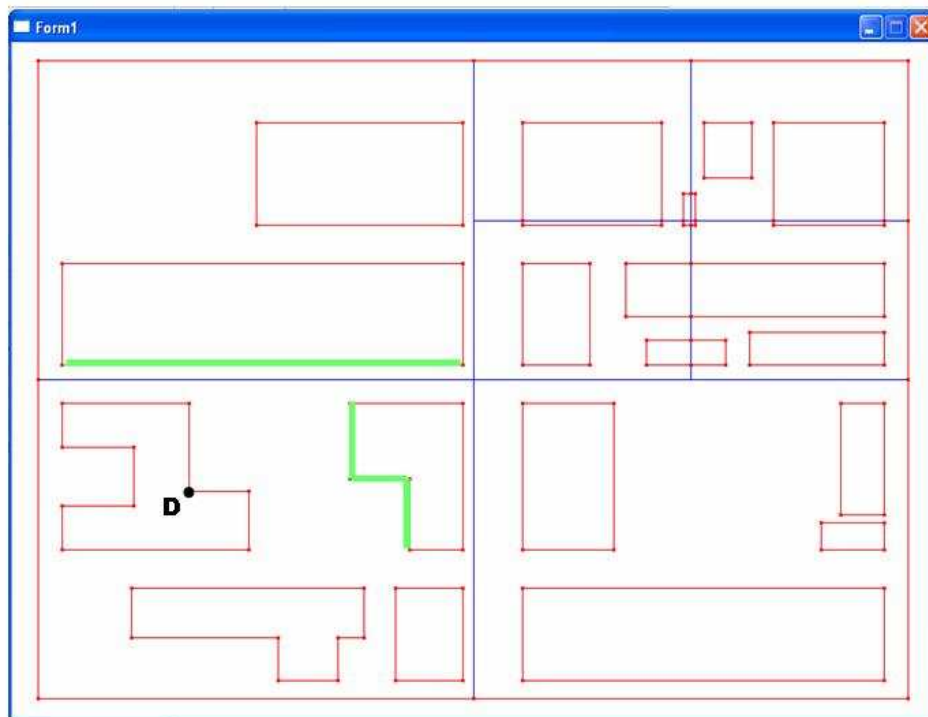


Figura 2.16: Faces visíveis (em verde) de um ponto de difração D .

de eliminar do cálculo das imagens as faces dos obstáculos que estão obstruídos por outros obstáculos. Isto faz com que apenas as faces dos obstáculos visíveis às fontes sejam considerados como superfícies refletoras (capazes de gerar uma imagem válida), permitindo, com isso, a análise de ambientes complexos [52]. Assim, as faces visíveis de uma fonte F são todas aquelas que estão em sua RI e que são, ao menos, parcialmente visíveis a partir de F . A Figura 2.16 mostra as faces visíveis a partir de um ponto de difração D , após a aplicação do teste de visibilidade dentro da RI do referido ponto. As faces que formam os obstáculos do ambiente foram desenhadas em vermelho e apenas as que são visíveis a partir de D estão coloridas de verde.

A determinação das faces visíveis de uma fonte é realizada através de

técnicas de geometria computacional, de maneira a tornar tal procedimento eficiente. As técnicas utilizadas para isto são: a varredura polar e a *quadtree*. A técnica de varredura polar é efetivamente responsável por determinar se uma certa face é visível ou não a partir de uma fonte. Esta varredura é efetuada dentro da RI da fonte F em questão (Seção 2.3.1). A *quadtree* é utilizada de forma a garantir que a varredura polar será feita de maneira eficiente no caso de ambientes complexos.

O termo varredura caracteriza um conceito empregado para se resolver problemas geométricos fazendo com que uma reta ou linha de varredura L varra uma área através de pontos de evento (e não de forma contínua). Estes pontos de evento, em geral, são constituídos pelos pontos contidos na área de interesse que se quer varrer. Em cada ponto de evento pelo qual a reta L passa, a solução é parcialmente computada, determinando o estado da linha de varredura, de forma que ao fim do processo obtém-se a solução desejada [56].

No caso específico da varredura polar (ou rotacional), a reta L é na verdade uma semi-reta que parte de F e é rotacionada, por exemplo, em sentido anti-horário na região de interesse, ou seja, na RI da fonte em questão. Os pontos de evento de L são os vértices dos obstáculos, previamente ordenados de acordo com seus ângulos polares. O estado da linha de varredura é uma fila contendo as faces interceptadas por ela. Os eventos no algoritmo de varredura polar são tratados da seguinte maneira: insere-se uma face na fila quando a linha de varredura intercepta seu primeiro ponto, e esta face é retirada da fila quando L passa pelo seu último ponto. Ou seja, cada evento da linha de varredura provoca uma atualização da fila de faces. As faces armazenadas nesta fila são ordenadas de acordo com suas distâncias à fonte F . Com isso, a cada atualização da linha de varredura, ou a cada ponto de

evento pelo qual a reta L passa, o primeiro elemento da fila é a face visível, que é armazenada na lista de faces visíveis da fonte em questão [52].

Para que este procedimento de determinação das faces visíveis seja feito de forma eficiente, a *quadtree* (Seção 2.2) é utilizada juntamente com a técnica de varredura polar. Após feita a leitura do ambiente e construída uma *quadtree* associada, antes de se iniciar o procedimento de varredura polar, encontra-se a folha da *quadtree* onde a fonte F em questão está localizada. Em seguida, procede-se ao teste de visibilidade apenas nesta folha, ou seja, somente as faces que estão dentro desta folha e da RI de F são varridas. Caso não se forme uma linha de visibilidade fechada após a varredura desta folha, a busca por faces visíveis continua nas folhas vizinhas da *quadtree*. Sempre que a lista de faces (estado da linha de varredura) estiver vazia, significa que a linha de visibilidade não está fechada, devendo-se, assim, passar para a célula vizinha da *quadtree*, caso esta exista. A vantagem em se associar a *quadtree* ao procedimento de varredura polar é que, em geral, o número de folhas a serem visitadas é menor do que o número total de faces que descrevem o ambiente. Ao final do processo, tem-se uma lista das faces visíveis para o emissor em questão.

A Figura 2.17 mostra um exemplo de um ambiente com uma possível *quadtree* associada. Nesta figura, vê-se também um exemplo do processo de varredura polar sendo executado em uma região da *quadtree*, com algumas das faces visíveis já identificadas. As faces do ambiente são desenhadas inicialmente em vermelho. À medida que a varredura vai sendo feita, as faces sob teste que são interceptadas pela linha de varredura são marcadas de azul. Quando uma face é detectada como visível ela é colorida de verde. Ao fim do processo, os segmentos verdes são as faces visíveis da fonte analisada.

A Figura 2.18 também apresenta um ambiente com um exemplo de uma

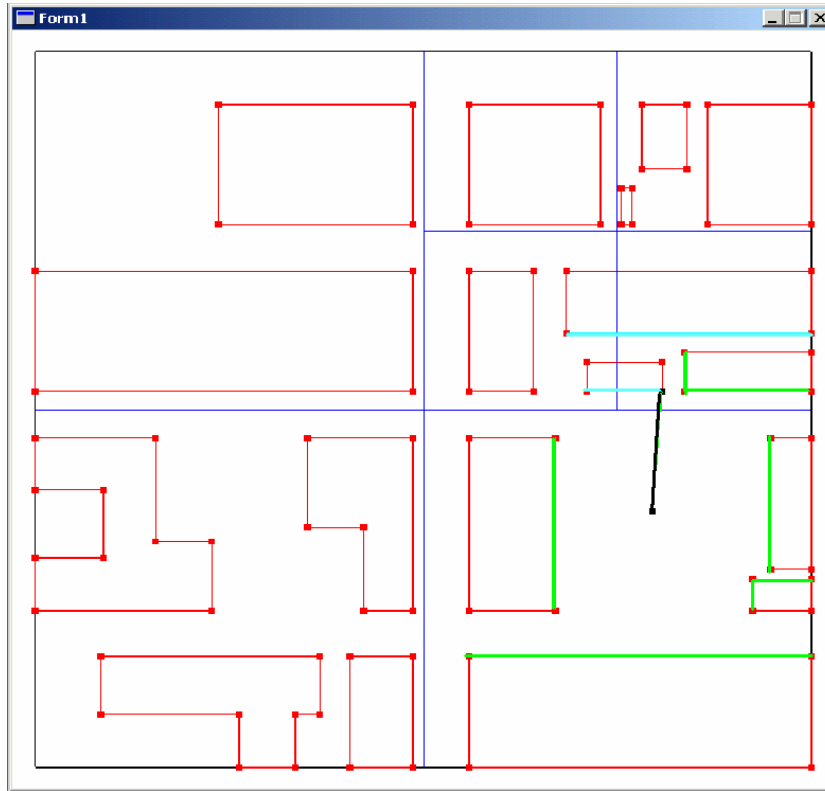


Figura 2.17: Exemplo de execução do algoritmo de varredura polar. Segmentos vermelhos, azuis e verde indicam as faces do ambiente, as que estão sob teste e as visíveis, respectivamente.

quadtree associada com as faces visíveis da fonte T já identificadas (segmentos em verde). Para o ambiente representado na Figura 2.18, vê-se que com o uso das técnicas de visibilidade descritas (RI e busca pelas faces visíveis), o número de imagens de primeira ordem que devem ser calculadas é 11. Caso não fossem utilizadas tais técnicas, o número de imagens seria algo em torno de 150 (o ambiente em questão apresenta um total de 306 faces). Além disso, este teste é aplicado para cada nova fonte virtual (imagem), trazendo uma redução semelhante a do transmissor para cada fonte que compõe a árvore de imagens, o que representa uma imensa redução no número de cálculos e

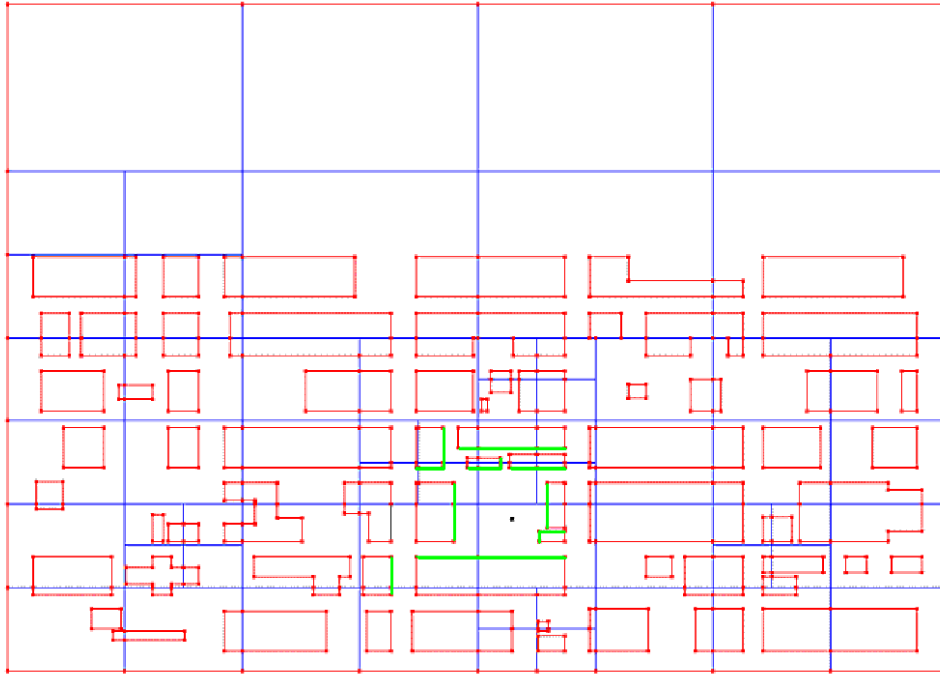


Figura 2.18: Exemplo de um ambiente com *quadtree* associada. Resultado da execução do algoritmo de visibilidade para um transmissor: faces visíveis em verde.

memória para armazenamento, tornando viável a análise de ambientes bastante complexos.

Após a execução do procedimento de varredura polar para o transmissor T e o receptor R (para construção da classe $D - R$), caso esteja-se considerando difrações, são criadas então listas para armazenar as faces visíveis a essas fontes, evitando a execução do procedimento de visibilidade repetidamente para esses pontos. Na consideração de duas ou mais difrações, também executa-se o algoritmo de varredura e faz-se o armazenamento das faces visíveis para os devidos pontos de difração D . Já as faces visíveis a uma imagem (fonte virtual V) não são armazenadas, apesar do procedimento para determiná-las ser o mesmo executado para as outras fontes, ou seja, varredura

polar dentro da RI em questão. Isto porque dificilmente a localização de uma dada imagem coincidirá com outra pertencente a árvores distintas, não sendo possível reaproveitar as faces visíveis para outra imagem, mesmo que esta se refira a uma mesma face refletora. De outra forma, as fontes T , R e D são as possíveis raízes das árvores de imagens. Como cada uma dessas fontes está em uma posição diferente da outra, suas imagens não terão suas localizações coincidentes, não se justificando armazenar informações sobre essas fontes virtuais.

Algumas trajetórias que deveriam ser traçadas numa análise tridimensional não o são devido ao fato dos testes de visibilidade implementados serem bidimensionais. Isto acontece porque um obstáculo que é considerado sombreado por outro mais próximo à fonte em questão no plano 2D, pode estar, devido à diferença nas alturas destes obstáculos, visível no plano 3D, como indica a Figura 2.19. Com isso, algumas faces deixam de ser consideradas tanto no traçado de percursos que sofrem reflexão, quanto no de trajetórias que sofrem difração no topo dos obstáculos.

Para que este tipo de problema não ocorra, testes de visibilidade tridimensionais deveriam ser feitos. Uma possível alteração no algoritmo de varredura polar para a consideração de obstáculos que seriam visíveis numa análise 3D seria a combinação dessa varredura nos planos azimutal e de elevação, onde as condições de visibilidade têm chance de se alterar (por exemplo, quando duas arestas horizontais se cruzam do ponto de vista do transmissor) [53]. Para que um algoritmo de visibilidade tridimensional seja executado de maneira eficiente, deve-se associá-lo a uma estrutura de partição do ambiente 3D, como, por exemplo, as apresentadas nas Seções 2.1.1–2.2. Outra técnica de partição proposta em [53] para utilização por um teste de visibilidade 3D seria a de volumes envolventes associada à *quadtree*. Essa técnica utilizaria

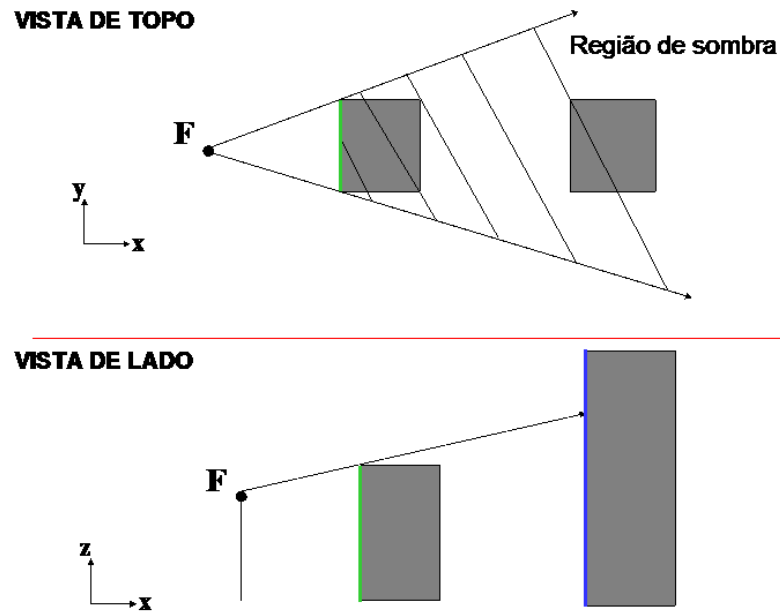


Figura 2.19: Determinação de faces visíveis (verde e azul) em ambientes 3D

a *quadtree* já construída para o ambiente em análise para a definição das dimensões da base do volume envolvente (no caso, um cubo) e a altura do volume envolvente seria a altura do maior obstáculo dentro desta célula da *quadtree* [53]. A implementação de um teste de visibilidade tridimensional é uma das propostas de continuação deste trabalho.

A Figura 2.20 apresentada um fluxograma das principais etapas do algoritmo de traçado de raios implementado.

Algoritmo de Traçado de Raios

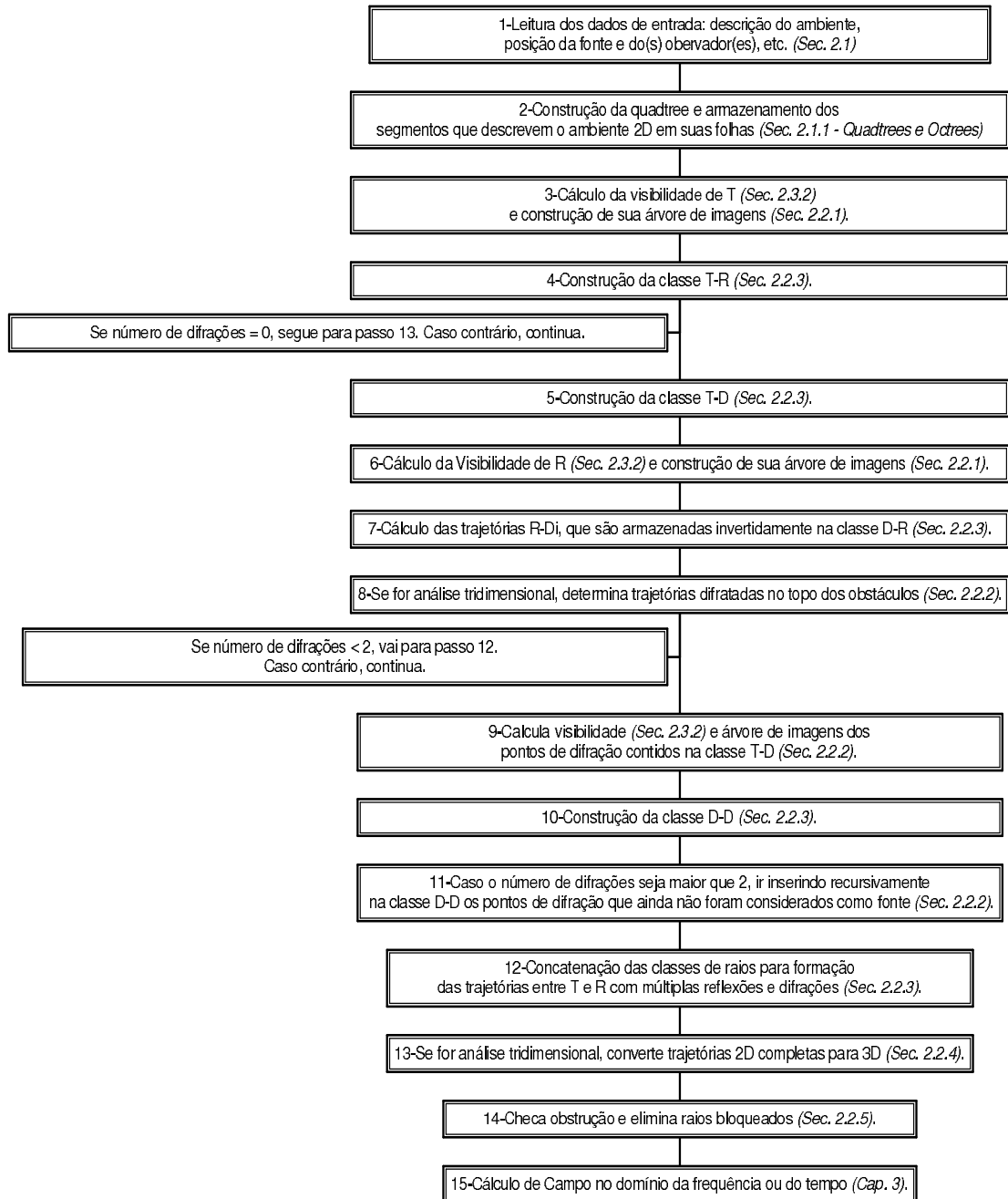


Figura 2.20: Fluxograma do algoritmo de traçado de raios implementado

Capítulo 3

Métodos de Rastreamento de Raios para o Cálculo de Campo

Diversas técnicas podem ser utilizadas para se fazer predição de cobertura radioelétrica em ambientes urbanos. Como quase não se tem soluções exatas para as equações de Maxwell em configurações diversas e soluções numéricas para o campo eletromagnético são impraticáveis nestes cenários devido ao elevado número de obstáculos, o campo será avaliado através de soluções assintóticas. Devido ao tipo de problema a ser tratado, ou seja, ambientes grandes, cujas dimensões típicas dos obstáculos são bem maiores do que os comprimentos de onda dos campos considerados, a avaliação assintótica do campo eletromagnético é bastante adequada [6]–[13]. Formulações assintóticas no domínio da frequência fornecem soluções aproximadas que se tornam mais precisas à medida que a frequência aumenta. No domínio do tempo, formulações assintóticas são utilizadas para a obtenção de soluções *early-time*, ou seja, que apresentam limites de validade para instantes de tempo próximos ao tempo de chegada das primeiras frentes de onda nos pontos de observação [13], [51].

A avaliação assintótica do campo espalhado será realizada através da Teoria Uniforme da Difração (UTD - *Uniform Theory of Diffraction*), juntamente com a Óptica Geométrica (GO - *Geometrical Optics*), nos domínios da frequência e do tempo (TD - *Time Domain*). A GO será utilizada na determinação dos campos incidentes e refletidos, enquanto que a UTD será utilizada na determinação dos campos difratados. A GO e a UTD fazem uma interpretação geométrica do campo espalhado, que é representado através de raios direto, refletidos e difratados, que em meios homogêneos apresentam trajetórias retilíneas, determinadas pelo algoritmo de traçado de raios descrito no Capítulo 2. A análise do campo espalhado será feita tanto para obstáculos condutores perfeitos quanto para superfícies de condutividade finita.

Na Seção 3.1 será feita uma breve descrição das formulações da GO e da UTD no domínio da frequência para condutores perfeitos e sua extensão para a consideração de perdas, através de coeficientes heurísticos. De maneira semelhante, a Seção 3.2 apresenta as versões da GO e da UTD no domínio do tempo (TD-GO e TD-UTD) para superfícies condutoras perfeitas e ainda a abordagem proposta para a inclusão de perdas nessas formulações através de aproximações assintóticas.

3.1 Cálculo de Campo no Domínio da Frequência

Para se realizar o cálculo do campo espalhado no domínio da frequência são utilizadas a GO e a UTD [7], que, conjuntamente, determinam o campo eletromagnético espalhado pelos diversos obstáculos do ambiente em análise. Nas próximas seções serão apresentadas as formulações referentes à GO, utilizada para descrever as componentes multipercurso referentes aos

raios direto e refletidos, e à UTD, para as componentes associadas aos raios difratados. O campo total em um certo ponto de recepção será, então, dado pela soma do campo eletromagnético associado a cada uma das diversas componentes multipercurso. Além disso, serão propostos coeficientes heurísticos para se considerar as perdas devido a obstáculos de condutividade finita no domínio da frequência [32]–[39].

3.1.1 Óptica Geométrica

A caracterização do espalhamento das componentes de campo direta e refletidas é realizada de maneira assintótica através da GO. Uma propriedade da GO devido às altas frequências em meios homogêneos é a aproximação dos campos eletromagnético como ondas TEM (Transversa Elétrica e Magnética) e localmente planas em qualquer ponto da propagação do raio.

Assumindo variação temporal $e^{j\omega t}$, a expressão geral que descreve a propagação de um campo óptico é dada por [7]

$$\mathbf{E}(s_i) = \mathbf{E}(s = 0) A(s_i) e^{-jks_i}, \quad (3.1)$$

onde $\mathbf{E}(s = 0)$ fornece a polarização, amplitude e fase do campo no ponto de referência ($s = 0$), s_i é a distância percorrida ao longo da trajetória do raio e e^{-jks_i} representa a variação da fase ao longo da trajetória. O termo $A(s_i)$ é o fator de espalhamento, expresso como

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

onde ρ_1^i e ρ_2^i são os raios principais de curvatura da frente de onda no ponto de referência $s = 0$ [7]. Este fator de espalhamento é responsável pela variação da amplitude ao longo da trajetória e também por um deslocamento da

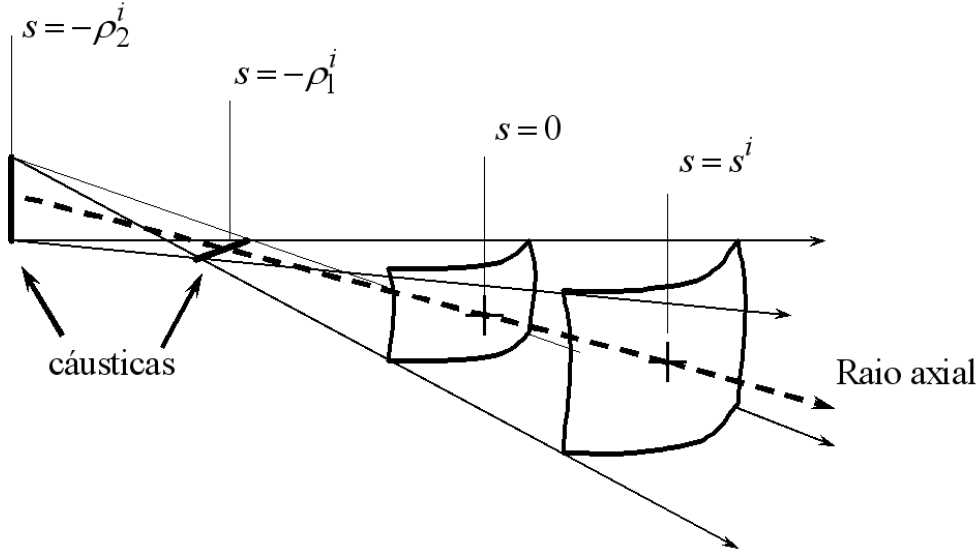


Figura 3.1: Tubo de raios astigmático

fase quando o raio atravessa uma cáustica. Assim, através da especificação da amplitude complexa $\mathbf{E}(s=0)$ e da polarização do campo no ponto de referência $s = 0$, e dos raios principais de curvatura ρ_1^i e ρ_2^i da frente de onda, é possível calcular as características do campo da GO em qualquer ponto a uma distância s_i do ponto de referência. A Figura 3.1 mostra um tubo de raios astigmático com seus raios de curvatura ρ_1^i e ρ_2^i . A função $A(s_i)$ poderá ser real ou imaginária dependendo dos sinais de ρ_1^i e ρ_2^i (os raios são positivos para frentes de onda divergentes e negativos para convergentes).

Assim, a Eq. (3.1) fornece o campo direto para um tubo de raios astigmático, que é o caso geral para ρ_1^i e ρ_2^i finitos e diferentes entre si. Se $\rho_1^i \rightarrow \infty$ e $\rho_2^i \rightarrow \infty$, temos então uma onda plana e, nesse caso, $A(s_i) = 1$. Se $\rho_1^i \rightarrow \infty$ e $\rho_2^i = \rho$, sendo ρ finito, $A(s_i) = \sqrt{\rho/(\rho + s_i)}$, representando, nesse caso, uma frente de onda cilíndrica. Já se $\rho_1^i = \rho_2^i = \rho$, com valor finito, trata-se de uma frente de onda esférica [7]. A expressão para o campo direto é utilizada na

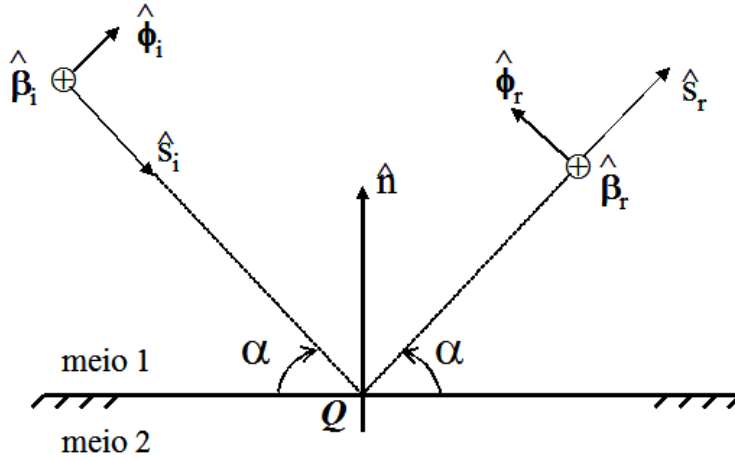


Figura 3.2: Reflexão no ponto Q : onda incidente (i) e onda refletida (r)

caracterização da componente direta que chega até o receptor e também do campo incidente sobre um determinado ponto de difração ou reflexão vindo diretamente do transmissor.

Na determinação dos campos refletidos, pelo fato da GO ser uma técnica assintótica ($\omega \rightarrow \infty$), os obstáculos possuem superfícies planas e dimensões físicas muito maiores do que o comprimento de onda. Nestas condições, será utilizado o coeficiente de reflexão de Fresnel (R) na determinação do campo refletido. A Figura 3.2 ilustra a reflexão de uma frente de onda TEM em uma superfície plana.

As ondas eletromagnéticas incidente e refletida são representadas matematicamente através de duas componentes ortogonais $\hat{\beta}_{i,r}$ e $\hat{\phi}_{i,r}$, com direções de incidência e reflexão dadas por $\hat{s}_i$ e $\hat{s}_r$, respectivamente. Estas componentes são determinadas de acordo com um sistema de coordenadas fixo ao respectivo raio (Figura 3.2).

A expressão geral que descreve o campo da GO que chega até um obser-

vador $\mathbf{O}$ após a reflexão no ponto $\mathbf{Q}$ de uma superfície plana é dada por [7]:

$$\mathbf{E}_r(\mathbf{O}) = \mathbf{E}_r(\mathbf{Q}) A_r(s_r) e^{-jks_r} , \quad (3.3)$$

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

$$A_r(s_r) = \sqrt{\frac{\rho_1^r}{\rho_1^r + s_r}} \sqrt{\frac{\rho_2^r}{\rho_2^r + s_r}} , \quad (3.4)$$

onde ρ_1^r e ρ_2^r são os raios principais de curvatura da frente de onda imediatamente após a reflexão no ponto $\mathbf{Q}$ [7]. Este fator de espalhamento é responsável pela variação da amplitude ao longo da trajetória. Da mesma forma que o fator de espalhamento da onda incidente, $A_r(s_r)$ poderá ser real ou imaginário dependendo do sinal dos argumentos das raízes.

Como neste trabalho estamos lidando apenas com reflexões sobre superfícies planas, ρ_1^r e ρ_2^r serão iguais aos raios principais de curvatura da frente de onda incidente, ρ_1^i e ρ_2^i , imediatamente antes de atingir o ponto de reflexão $\mathbf{Q}$ [7]. Nestas condições, o campo $\mathbf{E}_r(\mathbf{Q})$ imediatamente após a reflexão é dado por:

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

onde $\mathbf{E}_i(\mathbf{Q})$ é o campo incidente imediatamente antes do ponto de reflexão $\mathbf{Q}$ e $\bar{\bar{\mathbf{R}}}$ é uma diádica representando os coeficiente de reflexão de Fresnel a serem descritos adiante. Como ilustrado na Figura 3.2, o campo incidente, o refletido e o coeficiente de reflexão são descritos de acordo com os sistemas de coordenadas fixo ao raio ($\hat{\beta}$ e $\hat{\phi}$), de forma que

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

$$\begin{aligned}\mathbf{E}_r(\mathbf{Q}) &= E_{\beta_r}(\mathbf{Q})\hat{\beta}_r + E_{\phi_r}(\mathbf{Q})\hat{\phi}_r, \\ \overline{\mathbf{R}} &= R_s\hat{\beta}_r\hat{\beta}_i + R_h\hat{\phi}_r\hat{\phi}_i.\end{aligned}\quad (3.5)$$

Levando-se em conta este sistema de coordenadas locais e a formulação apresentada anteriormente, podemos reescrever a Eq. (3.3) da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_r}(\mathbf{O}) \\ E_{\phi_r}(\mathbf{O}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_i}(\mathbf{Q}) \\ E_{\phi_i}(\mathbf{Q}) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho_1^r}{\rho_1^r + s_r}} \sqrt{\frac{\rho_2^r}{\rho_2^r + s_r}} e^{-jks_r}, \quad (3.6)$$

onde as componentes de campo elétrico $E_{\beta_r}, E_{\phi_r}, E_{\beta_i}$ e E_{ϕ_i} referem-se às direções $\hat{\beta}_r, \hat{\phi}_r, \hat{\beta}_i$ e $\hat{\phi}_i$, respectivamente, ilustradas na Figura 3.2.

Os coeficientes de reflexão de Fresnel para as polarizações perpendicular ou *soft* (R_s) e paralela ou *hard* (R_h) podem ser expressos da seguinte forma [1]:

$$R_s = \frac{\sin(\alpha) - \sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}{\sin(\alpha) + \sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}, \quad (3.7)$$

$$R_h = \frac{\hat{\varepsilon}_r \sin(\alpha) - \sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}{\hat{\varepsilon}_r \sin(\alpha) + \sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2(\alpha)}}, \quad (3.8)$$

onde α é o ângulo de incidência ou reflexão medido em relação à face refletora e $\hat{\varepsilon}_r$ é a permissividade complexa relativa, dada por:

$$\hat{\varepsilon}_r = \varepsilon_r - \frac{j\sigma}{\omega\varepsilon_0}, \quad (3.9)$$

onde ε_r é a permissividade relativa do meio 2, σ é a condutividade do meio 2 e ε_0 é a permissividade elétrica do vácuo, considerado como o meio 1 (ver Figura 3.2). A utilização de permissividades complexas permite considerar condutividades finitas e dispersões. Um caso particular de interesse é aquele onde o meio 2 é um condutor elétrico perfeito ($\sigma \rightarrow \infty$). Neste limite, os coeficientes de reflexão para as polarizações paralela e perpendicular tendem respectivamente a $R_h = +1$ e $R_s = -1$ [1].

A consideração de superfícies rugosas é realizada de maneira aproximada através de um coeficiente de espalhamento C , associado aos coeficientes de reflexão especular, para tratar as perdas devido à rugosidade. Isso porque, ao contrário da reflexão especular, parte da energia irá se espalhar em direções diferentes da posição do observador, ocasionando uma reflexão difusa. As perdas ocasionadas pela reflexão difusa podem ser consideradas através de um coeficiente de espalhamento C , que multiplica os coeficientes de reflexão de Fresnel definidos nas Eqs. (3.7) e (3.8). Este coeficiente de espalhamento C é dado por [1]:

$$C = e^{-2(k \Delta h \sin \alpha)^2}, \quad (3.10)$$

onde Δh é uma medida da rugosidade do terreno, definida como o desvio padrão das irregularidades da superfície em relação à altura média das ondulações da superfície considerada.

3.1.2 Teoria Uniforme da Difração

A difração é um fenômeno de espalhamento da energia eletromagnética que ocorre sempre que uma onda incide em arestas, quinas ou partes descontínuas das superfícies. O fenômeno da difração é o principal mecanismo responsável pela propagação de sinais de rádio em regiões de sombra pronunciada. A Figura 3.3 mostra as regiões de sombra que são formadas quando da incidência de uma onda em uma cunha condutora.

Na Figura 3.3, a região I é definida pela presença de ondas incidentes, refletidas e difratadas; a região II, pela presença de ondas incidentes e difratadas e a região III, pela presença de ondas difratadas apenas. O limite entre as regiões I e II, que é o limite entre a presença e a ausência de campos refletidos, forma a Fronteira de Sombra de Reflexão (FSR); já o limite entre as regiões II e III, que é o limite entre a presença e ausência de campos incidentes,

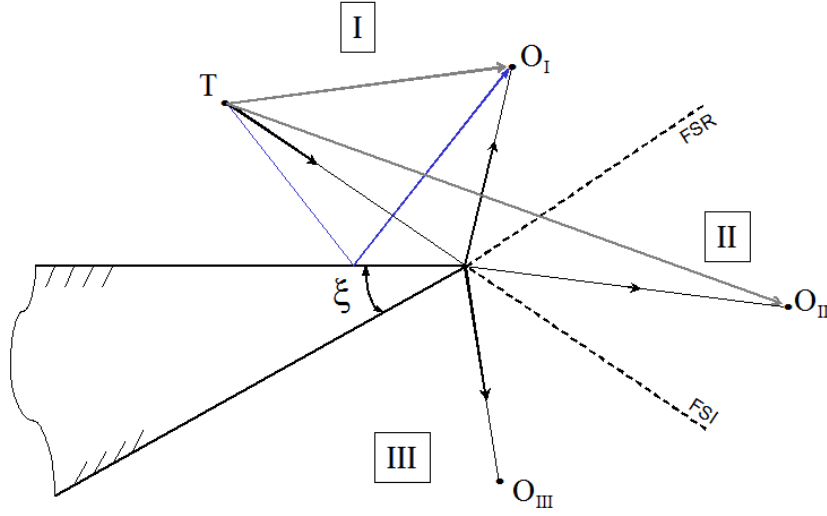


Figura 3.3: Definições das regiões e fronteiras de sombra para uma cunha.

forma a Fronteira de Sombra de Incidência (FSI).

Como estamos analisando a interação do campo com superfícies de dimensões elétricas grandes (regime assintótico), as contribuições significativas do campo difratado vêm de pontos isolados, definidos como pontos de difração. Os raios difratados têm comportamento semelhante aos raios da GO quando eles deixam o ponto de difração [7]. A Figura 3.4 ilustra o fenômeno da difração produzido pela interação de uma onda com uma aresta, com ângulo de incidência β_0 .

De forma análoga ao que é feito para a consideração da reflexão, são definidos coeficientes de difração que dependem da geometria da superfície no entorno do ponto de difração e do comportamento do campo incidente. Serão utilizados para o cálculo do campo difratado os coeficientes de difração da UTD [6]. A UTD é uma técnica assintótica desenvolvida para tratar o fenômeno da difração sofrida pelos campos espalhados em cunhas condutoras através da multiplicação do campo incidente na aresta por um coeficiente de

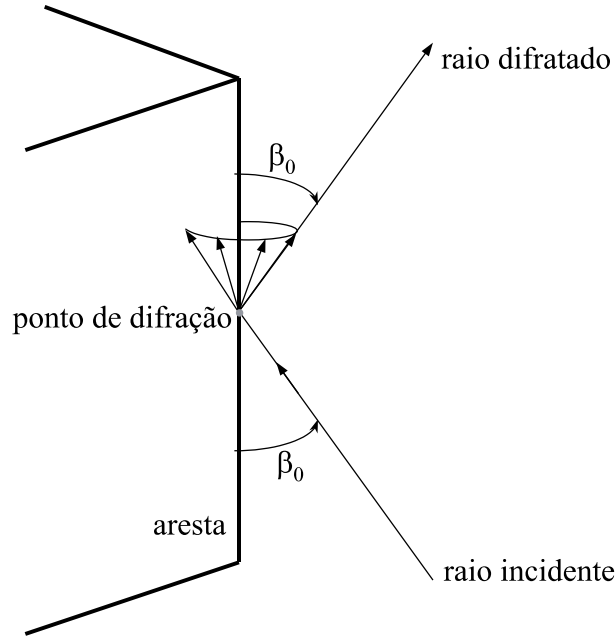


Figura 3.4: Raio difratado na aresta de um obstáculo: cone de Keller.

difração, resultando no campo difratado nas regiões no entorno da cunha [7]. Os coeficientes de difração propostos pela UTD apresentam uma resposta uniforme ao longo de todo o espaço. A UTD, através do cálculo dos campos difratados, tem como objetivo complementar os campos direto e refletidos calculados através da GO.

Assim como foi feito para o cálculo do campo refletido, o campo elétrico difratado será decomposto em duas componentes ortogonais. Isso será feito através de sistemas de coordenadas fixos a cada raio, como definidos em [7] e ilustrados na Figura 3.5.

A expressão geral que descreve o campo da UTD que chega até um observador $\mathbf{O}$ após a difração no ponto $\mathbf{Q_d}$ na borda de uma cunha é dada por [7]:

$$\mathbf{E_d}(\mathbf{O}) = \mathbf{E_d}(\mathbf{Q_d}) A_d(s_d) e^{-jks_d} , \quad (3.11)$$

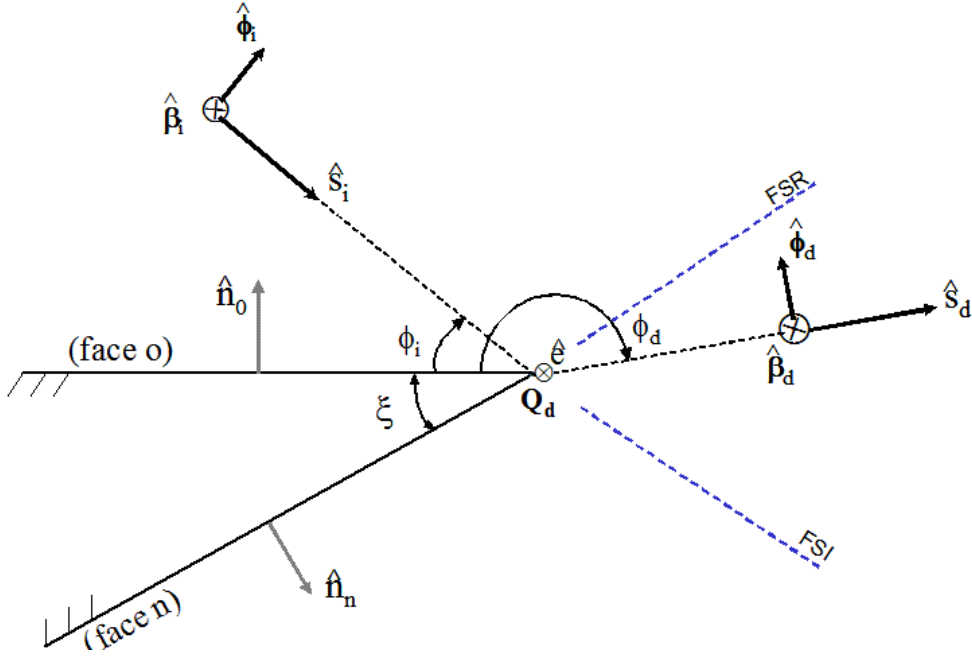


Figura 3.5: Principais parâmetros para o cálculo da difração por uma cunha de faces planas

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

$$A_d(s_d) = \sqrt{\frac{\rho^d}{s_d(s_d + \rho^d)}} , \quad (3.12)$$

onde ρ^d é um dos raios de curvatura da frente de onda difratada, correspondente ao raio de curvatura da frente de onda incidente, no plano contendo os vetores $\hat{\mathbf{e}}$ e $\mathbf{s}_i$; o outro raio de curvatura da frente de onda difratada é dado por s_d , pois a cáustica deste raio de curvatura está sobre a aresta e o ponto de difração Q_d é escolhido como sendo o ponto de origem. O campo elétrico $\mathbf{E}_d(\mathbf{Q}_d)$ é aquele imediatamente após a difração no ponto $\mathbf{Q}_d$ e é dado por:

$$\mathbf{E}_d(\mathbf{Q}_d) = \overline{\overline{\mathbf{D}}} \cdot \mathbf{E}_i(\mathbf{Q}_d) , \quad (3.13)$$

onde $\mathbf{E}_i(\mathbf{Q}_d)$ é o campo elétrico incidente em $\mathbf{Q}_d$ e $\overline{\overline{\mathbf{D}}}$ é uma diádica representando os coeficientes de difração *soft* (D_s) e *hard* (D_h) da UTD para a cunha, dada por [6]

$$\overline{\overline{\mathbf{D}}} = D_s \hat{\beta}_d \hat{\beta}_i + D_h \hat{\phi}_d \hat{\phi}_i . \quad (3.14)$$

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

$$\begin{bmatrix} E_{\beta_d}(\mathbf{O}) \\ E_{\phi_d}(\mathbf{O}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D_s & 0 \\ 0 & D_h \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{\beta_i}(\mathbf{Q}_d) \\ E_{\phi_i}(\mathbf{Q}_d) \end{bmatrix} \sqrt{\frac{\rho^d}{s_d(s_d + \rho^d)}} e^{-jks_d} . \quad (3.15)$$

Os coeficientes de difração D_s e D_h que aparecem nas Eqs. (3.14) e (3.15) são expressos por [6]:

$$D_{s,h}(L_i, L_{r0}, L_{rn}, \phi_i, \phi_d, \beta_0, n) = D_1 + D_2 + R_{s,h}(D_3 + D_4) , \quad (3.16)$$

onde $R_{s,h}$ são os coeficientes de reflexão para as polarizações *soft* (plano $\hat{\beta}$) e *hard* (plano $\hat{\phi}$), respectivamente. $R_s = -1$ e $R_h = 1$ para o caso de superfícies condutoras elétricas perfeitas [6]. A adição dos efeitos associados a condutividades finitas será analisada na Seção 3.1.3 através da definição de coeficientes de difração heurísticos.

Os coeficientes D_1 a D_4 da Eq. (3.16) são dados por [6]:

$$D_1 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] F_{tr}[k L_i a^+(\phi_d - \phi_i)] , \quad (3.17)$$

$$D_2 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] F_{tr}[k L_i a^-(\phi_d - \phi_i)] , \quad (3.18)$$

$$D_3 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] F_{tr}[k L_{rn} a^+(\phi_d + \phi_i)] , \quad (3.19)$$

$$D_4 = \frac{-e^{-j\pi/4}}{2n\sqrt{2\pi k} \sin\beta_0} \cot \left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] F_{tr}[k L_{r0} a^-(\phi_d + \phi_i)] , \quad (3.20)$$

onde β_0 é o semi-ângulo do cone de Keller (veja Figura 3.4), a função de transição $F_{tr}(x)$ é dada por

$$F_{tr}(x) = 2j \sqrt{x} e^{jx} \int_{\sqrt{x}}^{\infty} e^{-ju^2} du , \quad (3.21)$$

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

$$a^\pm(\theta^\pm) = 2 \cos^2 \left(\frac{2\pi n N^\pm - \theta^\pm}{2} \right) , \quad (3.22)$$

onde $\theta^\pm = \phi_d \pm \phi_i$ e $N^\pm$ são os inteiros mais próximos que satisfazem as equações

$$2\pi n N^+ - (\phi_d \pm \phi_i) = \pi , \quad (3.23)$$

$$2\pi n N^- - (\phi_d \pm \phi_i) = -\pi . \quad (3.24)$$

O parâmetro n está relacionado com o ângulo interno ξ da borda da cunha (Figura 3.5) onde ocorre a difração e é dado por:

$$n = \frac{2\pi - \xi}{\pi} . \quad (3.25)$$

Os termos L_i, L_{r0}, L_{rn} das Eqs. (3.17)–(3.20) são chamados de parâmetros de distância e são definidos em [7]. O termo L_i está associado com as fronteiras de sombra de incidência e os parâmetros L_{r0} e L_{rn} estão associados com as fronteiras de sombra de reflexão. Para o caso particular da cunha com faces planas, $L_{r0} = L_{rn} = L_i$, sendo [7]

$$L_i = \frac{s_d (\rho_e^i + s_d) \rho_1^i \rho_2^i}{\rho_e^i (\rho_1^i + s_d) (\rho_2^i + s_d)} \sin^2 \beta_0 . \quad (3.26)$$

Para o caso da cunha com faces planas (Fig. 3.5) sendo iluminada por uma frente de onda cilíndrica, cuja fonte dista s_i do ponto de difração $\mathbf{Q}_d$, $\rho_1^i = s_i$ e $\rho_2^i = \rho_e^i \rightarrow \infty$ [7]. Para o caso da cunha sendo iluminada por uma frente de onda esférica, $\rho_1^i = \rho_2^i = \rho_e^i = s_i$.

Estudo de Caso

Com o objetivo de ilustrar a formulação da UTD apresentada, serão analisados os campos espalhados nas polarizações TE_z e TM_z (direção $\hat{z}$ paralela à aresta) por uma cunha condutora elétrica perfeita de faces planas e com ângulo interno $\xi = 40^\circ$, como mostra a Figura 3.6. Os campos resultantes serão avaliados para receptores próximos à aresta da cunha, distantes dela de 1 m e com ângulos de difração $0^\circ < \phi_d < 320^\circ$, como mostra o círculo pontilhado na Figura 3.6. O campo incidente é uma onda plana com ângulo de incidência $\phi_i = 55^\circ$, na frequência de 3 GHz. Os resultados apresentados na Figura 3.7 fornecem valores de campo normalizados em relação à intensidade do campo incidente na aresta da cunha. Os resultados obtidos através do algoritmo implementado foram visualmente comparados com os resultados da UTD apresentados nas Figs. 4.21 e 4.22 da Ref. [7], mostrando concordância com os casos lá ilustrados.

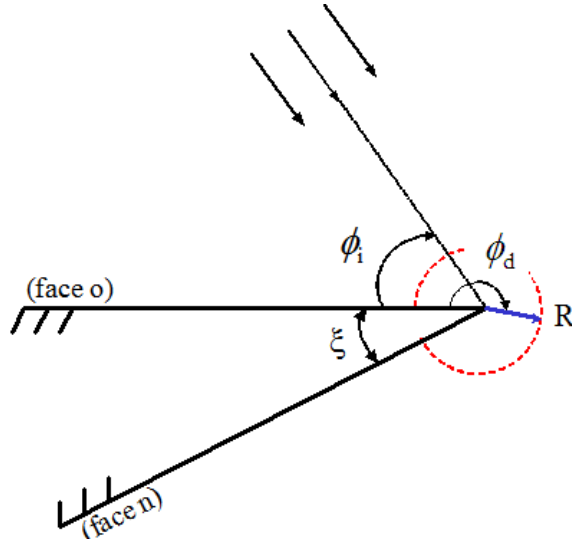
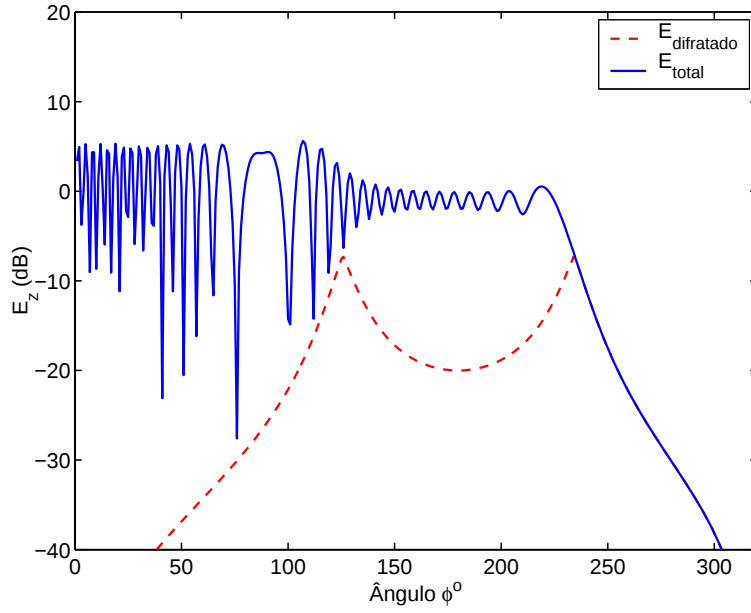
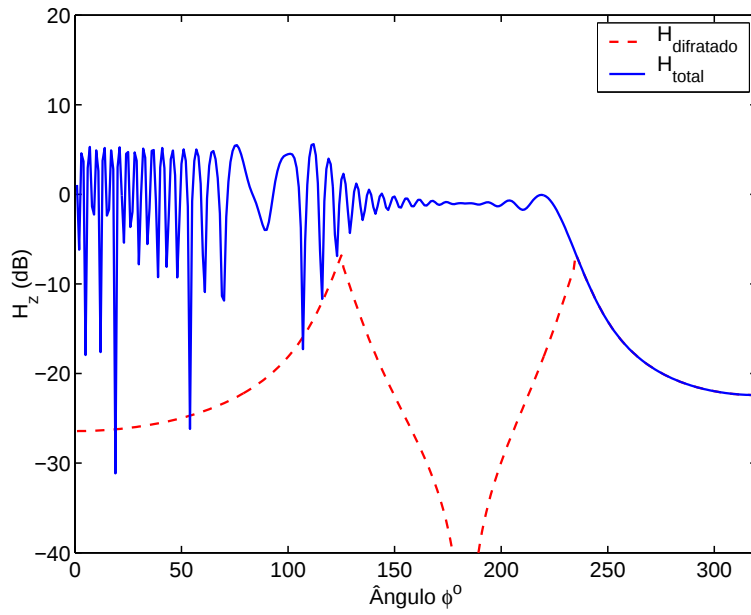


Figura 3.6: Cunha condutora elétrica perfeita de faces planas: $\xi = 40^\circ$, $\phi_i = 55^\circ$ e $R = 1$ m.



(a) Polarização TMz



(b) Polarização TEz

Figura 3.7: Campo espalhado pela cunha da Figura 3.6, com $f = 3$ GHz

3.1.3 Coeficientes de Difração Heurísticos

Os coeficientes de difração da UTD dados pelas Eqs. (3.16)–(3.25) foram originalmente definidos para cunhas condutoras elétricas perfeitas [6]. No entanto, em ambientes reais, os obstáculos são compostos de materiais diversos que apresentam condutividade finita. Assim, para se obter uma melhor predição da propagação de ondas radioelétricas nesses ambientes, é necessário levar em conta superfícies com perdas. Para tal, em [32], Luebbers desenvolveu coeficientes de difração heurísticos para incluir o efeito das perdas na UTD. A proposta de Luebbers consistiu basicamente em utilizar os coeficientes de reflexão de Fresnel dados pelas Eqs. (3.7) e (3.8) no cálculo dos coeficientes de difração, com ângulos de incidência α definidos de acordo com as direções dos raios incidente e difratado. No entanto, estes coeficientes não produzem resultados satisfatórios, especialmente nas regiões de sombra, e não apresentam reciprocidade no que se refere às direções de chegada dos campos na aresta onde ocorre a difração. Em [37], Aïdi *et al.* propuseram alterações nos ângulos α dos coeficientes de reflexão associados aos coeficientes de difração propostos por Luebbers, de forma que o princípio da reciprocidade fosse obedecido. No entanto, o desempenho destes coeficientes nas regiões de sombra não são satisfatórios. Em [36], Holm propôs novos coeficientes de difração heurísticos para arestas com condutividade finita, baseados nos coeficientes previamente propostos por Luebbers. Esta abordagem é válida para cunhas com qualquer ângulo interno e melhoram a aproximação do campo nas regiões de sombra. No entanto, os coeficientes propostos por Holm não são recíprocos no retro-espalhamento. Em [39], El-Sallabi *et al.* propuseram uma formulação capaz de lidar com arestas com qualquer ângulo interno e com posições arbitrárias de transmissor e receptor, já que as definições apresentadas em [32]–[36] falham em algumas situações. Os coeficientes heurísticos

cos de [39] são baseados na formulação apresentada em [36] e aparentemente melhoram a precisão dos resultados nas regiões de iluminação, através da redefinição dos ângulos nos quais os coeficientes de reflexão de Fresnel associados aos coeficientes de difração são calculados. Essa nova definição angular é baseada na posição da fonte, dependendo se há iluminação de uma das faces da aresta ou ambas, isto é, se existem fronteiras de sombra de incidência e de reflexão ou apenas de reflexão. No entanto, a aplicação dos coeficientes propostos por El-Sallabi *et. al* no algoritmo implementado não gerou os mesmos resultados apresentados em [39]. Além disso, as definições angulares e dos coeficientes são muito complexas e com muitas particularidades, dependendo do caso em estudo.

Com isso, será apresentada aqui uma nova proposta de coeficientes heurísticos da UTD para se fazer uma análise do espalhamento por arestas condutoras com perdas, sendo esta proposta uma das contribuições deste trabalho. Devido às propriedades recíprocas dos novos coeficientes, eles são apropriados para lidar com posições arbitrárias do transmissor e do receptor em cenários complexos. Os novos coeficientes incorporam as vantagens de outros coeficientes heurísticos propostos previamente, combinando-os em uma nova abordagem. Mais especificamente, os novos coeficientes são baseados na formulação apresentada por Holm para determinar os campos difratados [36], com definições angulares dos coeficientes de reflexão associados aos coeficientes de difração baseadas em [32]–[39], fazendo com que os novos coeficientes sejam mais completos que os apresentados em [32]–[36], mais simples que os apresentados em [39] e com o melhor desempenho dentre todas essas abordagens, de acordo com os estudos de casos apresentados adiante.

Assim, baseado em [36], porém utilizando a notação clássica de [6], os coeficientes de difração heurísticos propostos são dados por uma das seguintes

equações:

$$D_{s,h} = G \{ [W_{s,h}D_1 + R_{s,h}(\alpha_n)D_3] + [D_2 + R_{s,h}(\alpha_0)D_4] \} , \quad (3.27)$$

ou

$$D_{s,h} = G \{ [D_1 + R_{s,h}(\alpha_0)D_3] + [W_{s,h}D_2 + R_{s,h}(\alpha_n)D_4] \} , \quad (3.28)$$

onde o fator G é igual a $1/2$ quando ocorre incidência rasante e 1 caso contrário, $D_{1...4}$ são os coeficientes usuais da UTD expressos nas Eqs. (3.17)–(3.20), os índices s e h referem-se às polarizações *soft* e *hard*, respectivamente, $R_{s,h}(\alpha_0)$ e $R_{s,h}(\alpha_n)$ são os coeficientes de reflexão de Fresnel para as faces 0 e n , respectivamente, expressos nas Eqs. (3.7) e (3.8) e $W_{s,h}$ é definido por:

$$W_{s,h} = R_{s,h}(\alpha_0) \cdot R_{s,h}(\alpha_n) . \quad (3.29)$$

A Eq. (3.27) é usada nas seguintes situações: (i) quando apenas uma face, 0 ou n , está iluminada e o ângulo de incidência do raio difratado $\phi_i \leq (n\pi/2)$, onde $n\pi$ corresponde ao ângulo externo da cunha, (ii) quando ambas as faces são iluminadas e o observador está entre as duas fronteiras de sombra de reflexão. Caso contrário, a Eq. (3.28) é utilizada. A alternância entre essas duas equações é feita com o objetivo de assegurar a reciprocidade dos resultados, independente das posições da fonte e do observador.

Como mencionado anteriormente, os ângulos de incidência α_0 e α_n , utilizados nos coeficientes de reflexão de Fresnel associados ao cálculo dos coeficientes de difração, são baseados em combinações dos apresentados em [32]–[39]. Os ângulos propostos por Luebbers [32] e adotados por Holm [36] são definidos como:

$$\alpha_0 = \min[\phi_i, n\pi - \phi_i] \quad \text{e} \quad \alpha_n = \min[\phi_d, n\pi - \phi_d],$$

onde os ângulos α_0 e α_n correspondem à posição angular da fonte e do ponto de observação, relativas à superfície das faces de incidência e de difração, faces 0 e n respectivamente. Já Aïdi *et.al* propuseram a seguinte definição angular, com o objetivo de garantir reciprocidade dos coeficientes de Luebbers:

$$\alpha_0 = \alpha_n = \min[\phi_i, \phi_d, n\pi - \phi_i, n\pi - \phi_d] .$$

As definições angulares propostas por El-Sallabi *et.al* levam em consideração a posição angular do observador, dependendo se ele está antes ou depois da fronteira de sombra de reflexão, e também de qual face é iluminada [39].

Assim, levando-se em conta a posição do observador e as definições angulares apresentadas em [32]–[39], os ângulos de incidência $\alpha_{0,n}$ adotados na formulação heurística proposta são definidos na Tabela 3.1. Nessas novas definições, o parâmetro n está relacionado com o ângulo interno da cunha [6] e ϕ_i e ϕ_d são os ângulos dos raios incidente e difratado, como mostra a Figura 3.8.

De maneira geral, a formulação proposta por Holm, juntamente com suas definições angulares, foi mantida nas regiões externas às fronteiras de sombra de reflexão, ou seja, onde não existem trajetórias refletidas. Já nas regiões onde existem tais trajetórias foram adotadas novas definições angulares para α_n com o objetivo de melhorar o desempenho dos coeficientes: quando apenas uma das faces está iluminada, foram utilizados ângulos baseados nos propostos por El-Sallabi *et.al* [39], já quando ambas as faces estão iluminadas foram adotados os ângulos propostos por Aïdi *et.al* [37].

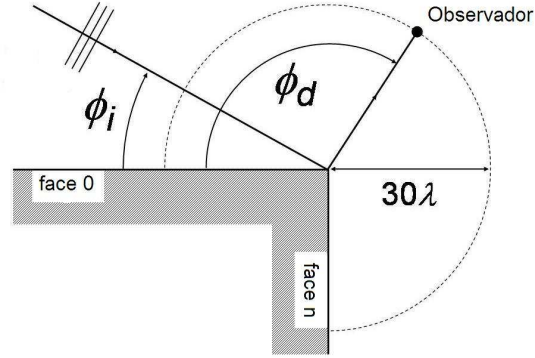


Figura 3.8: Cunha condutora com $\varepsilon_r=10$ e $\sigma=10$ S/m

Face Iluminada	α_0	α_n	
Apenas face 0 $\phi_i \leq \pi(n-1)$	ϕ_i	$\phi_d,$	$\phi_d < (\pi - \phi_i)$
		$n\pi - \phi_d,$	caso contrário
Apenas face n $\phi_i > \pi$	$n\pi - \phi_i$	$\phi_d,$	$\phi_d \leq (2n-1)\pi - \phi_i$
		$n\pi - \phi_d,$	caso contrário
Ambas as faces $\pi(n-1) < \phi_i \leq \pi$	$\min[\phi_i, n\pi - \phi_i]$	$\phi_d,$	$\phi_d \leq (\pi - \phi_i)$
		$(n\pi - \phi_d),$	$\phi_d \geq (2n-1)\pi - \phi_i$
		$\min[\phi_i, \phi_d, n\pi - \phi_i, n\pi - \phi_d],$	
		caso contrário	

Tabela 3.1: Definições angulares para os coeficientes heurísticos propostos

Comparações entre os diferentes coeficientes heurísticos

A difração por uma cunha condutora arbitrária reta ($\xi = \pi/2$), como mostra a Figura 3.8, vai ser agora investigada. Os resultados fornecidos pelos novos coeficientes heurísticos e os apresentados em [32]–[39] serão comparados com os fornecidos pela formulação de Maliuzhinets [60], que, por ser bastante acurada, será adotada como referência. As Figuras 3.9–3.14 mostram a amplitude relativa do campo difratado em relação à amplitude do campo incidente na aresta, em decibéis, para as polarizações TMz e TEz, respectivamente, juntamente com os gráficos de erro em relação à formulação de Maliuzhinets, para $\phi_i = 30^\circ$, 90° e 135° . A Tabela 3.2 mostra os valores dos erros médios e os desvios padrão de cada formulação, para os casos apresentados nas Figuras 3.9–3.14. Pelos resultados obtidos, pode-se notar que a nova definição para os coeficientes de difração apresentada nas Eqs. (3.27)–(3.29) e na Tabela 3.1 garante bons resultados no valor do campo espalhado quando se está considerando superfícies de condutividade finita.

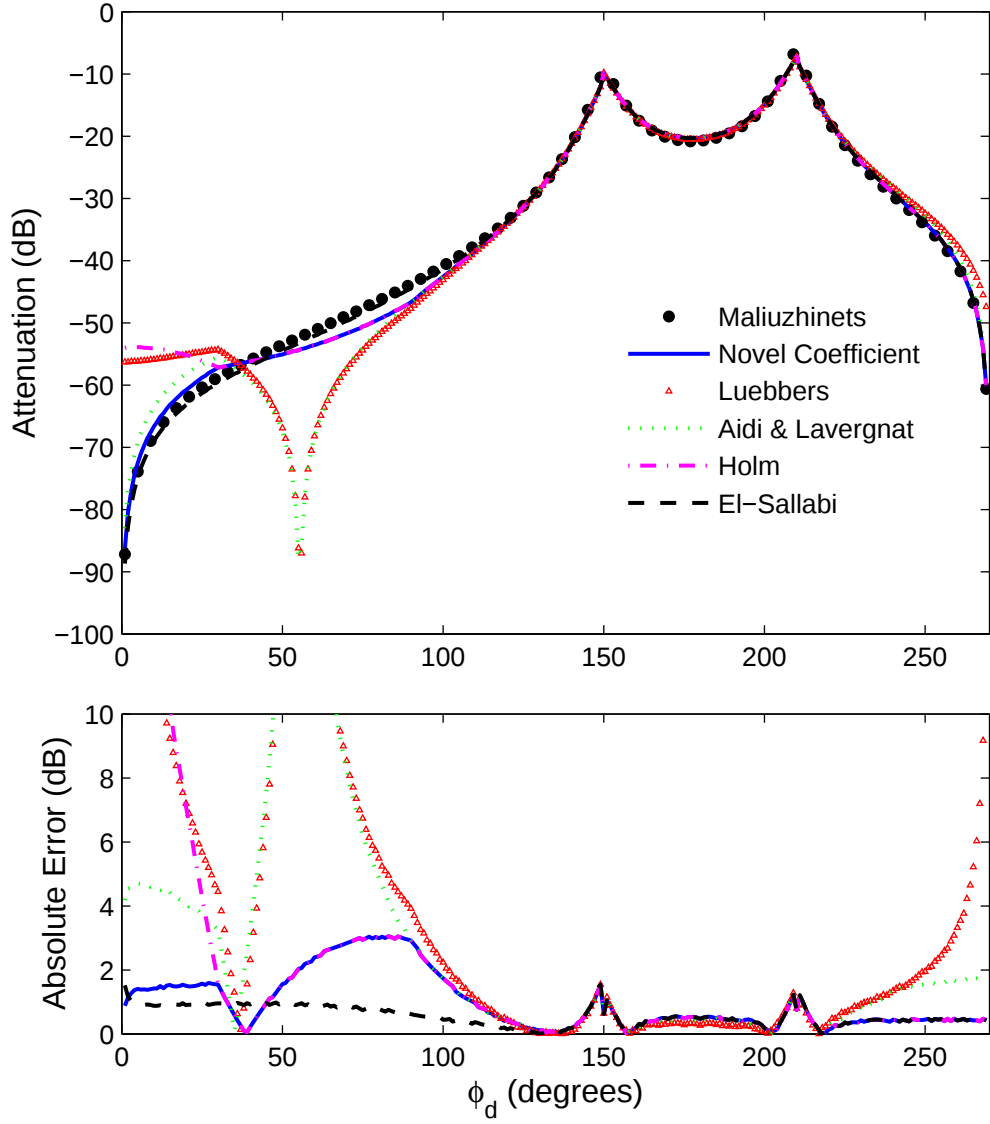


Figura 3.9: Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 30^\circ$ - Polarização TMz

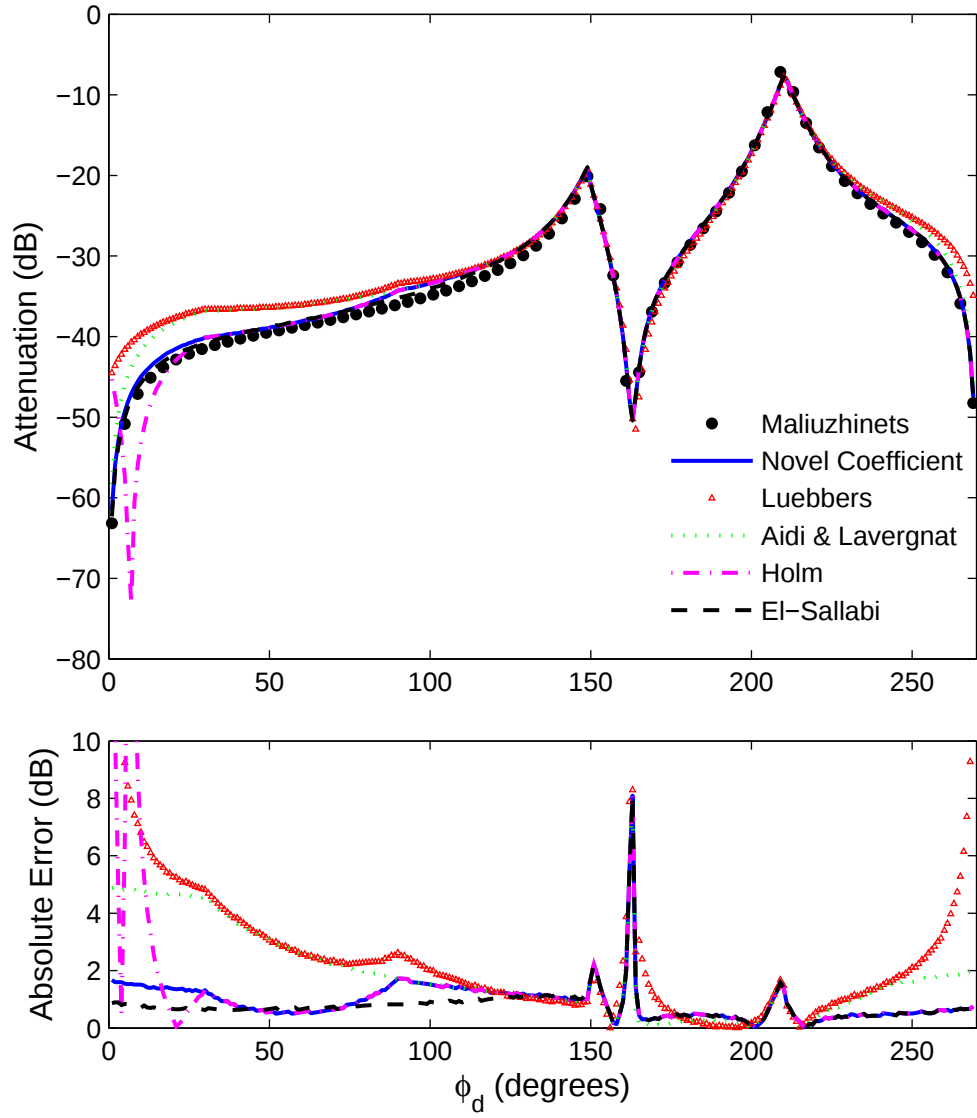


Figura 3.10: Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 30^\circ$ - Polarização TE_z

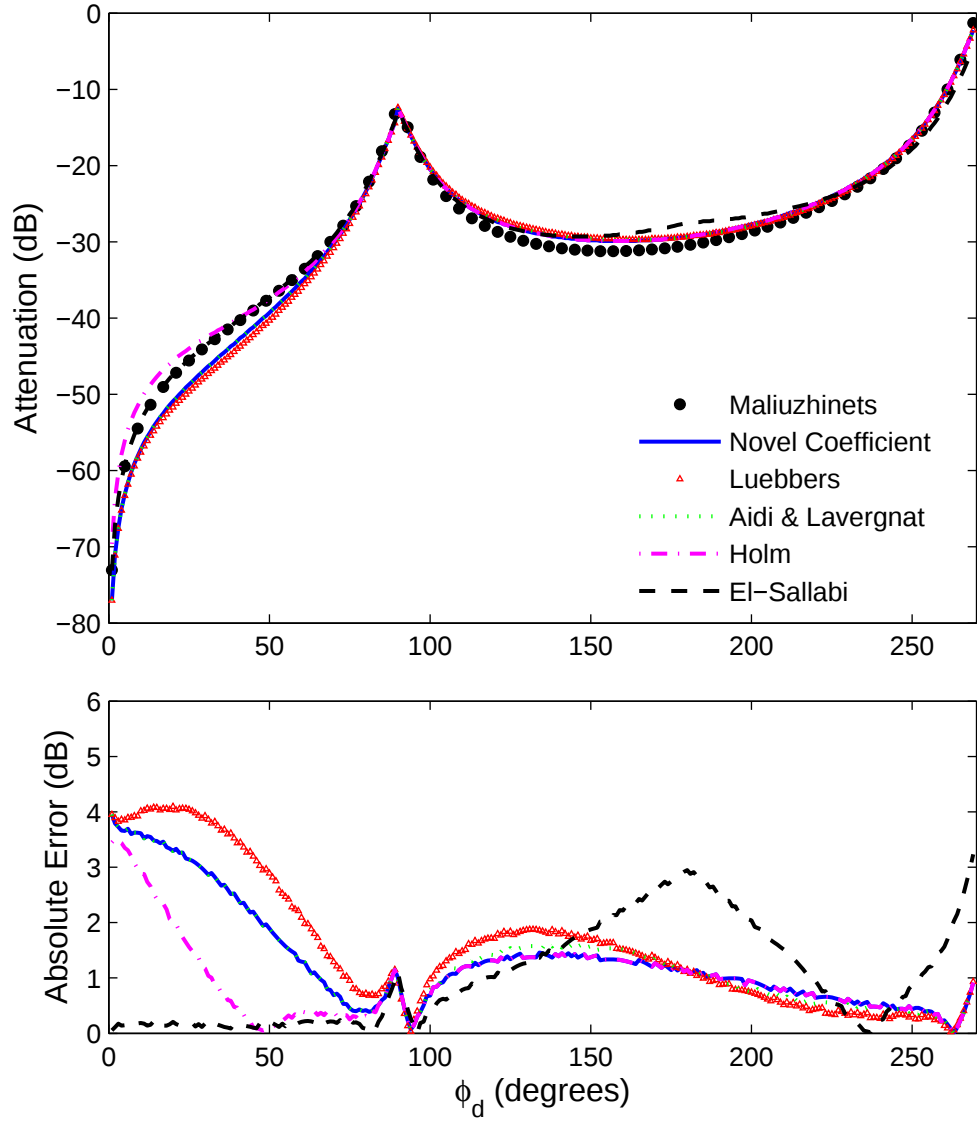


Figura 3.11: Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 90^\circ$ - Polarização TMz

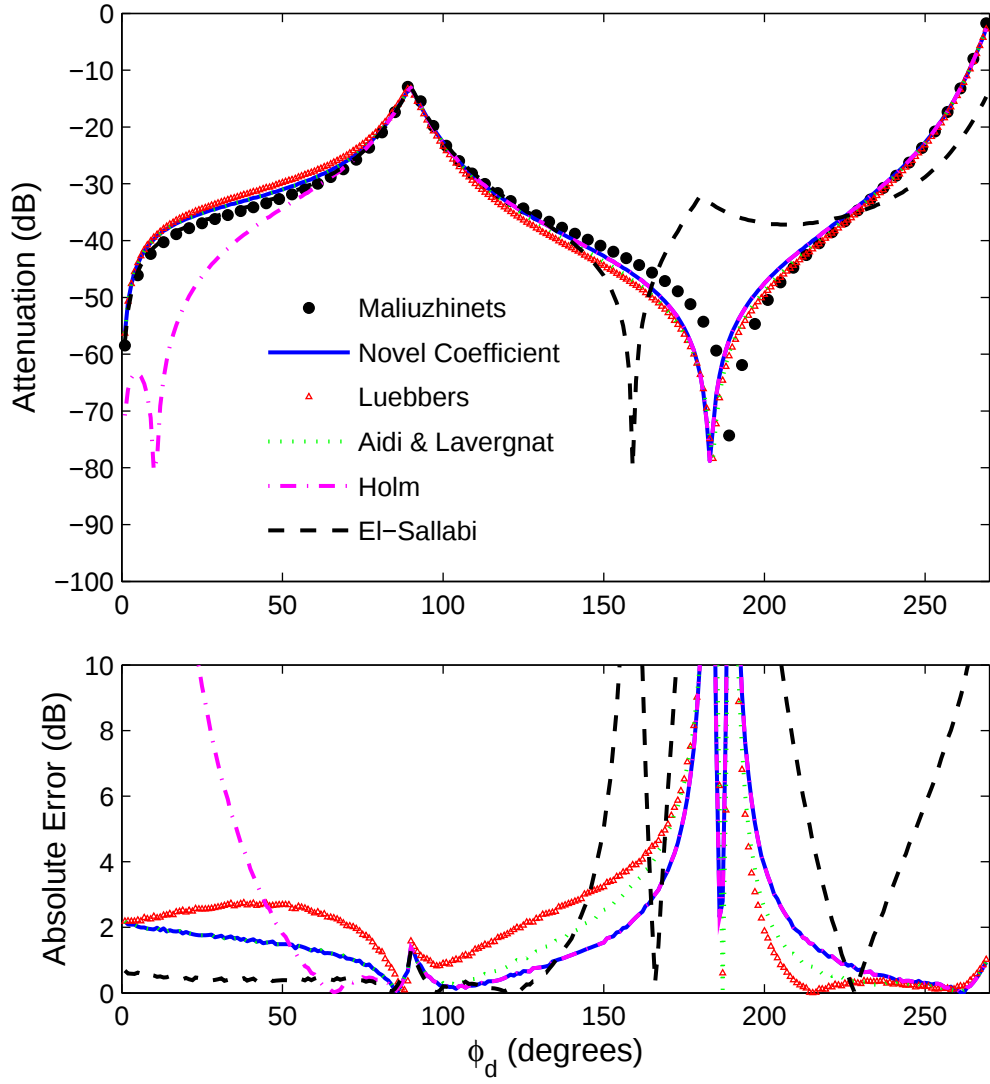


Figura 3.12: Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 90^\circ$ - Polarização TE_z

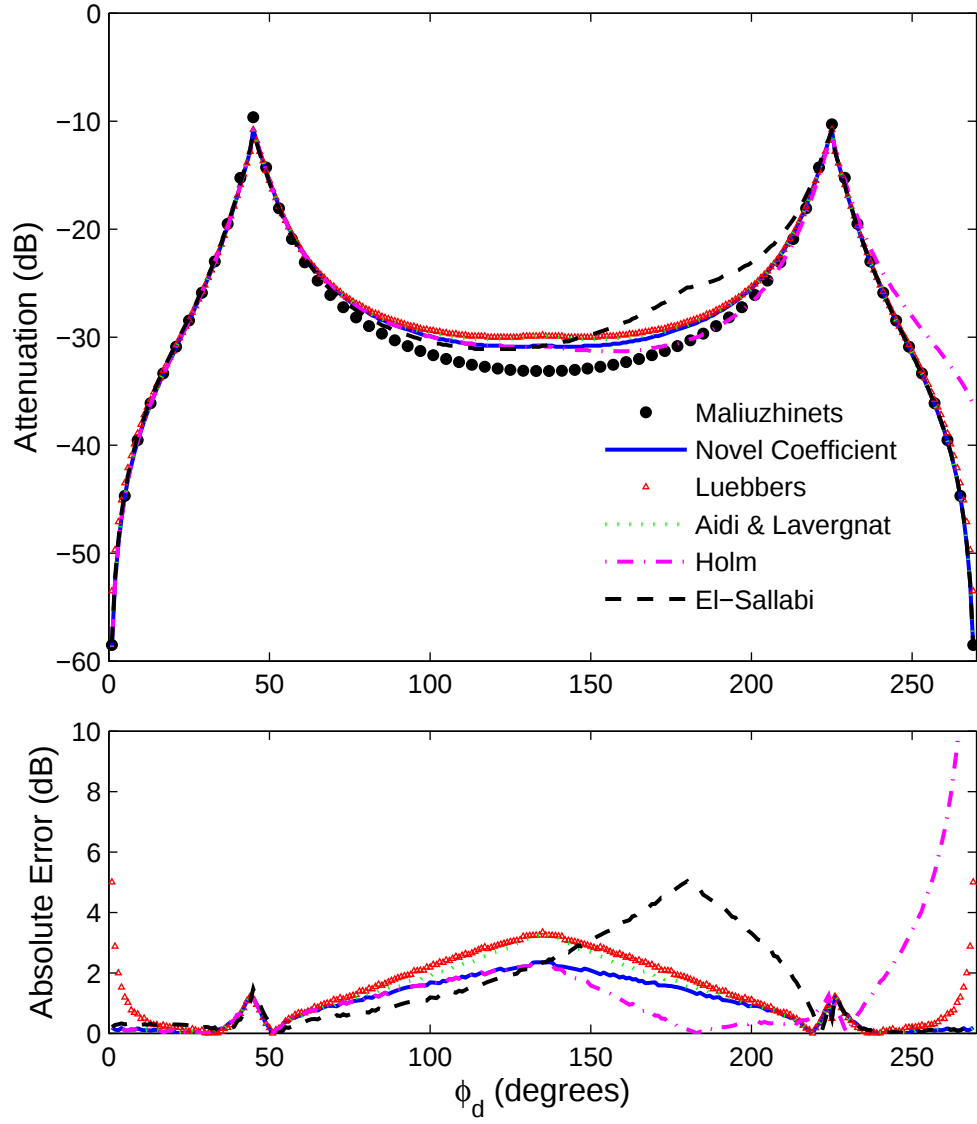


Figura 3.13: Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 135^\circ$ - Polarização TMz

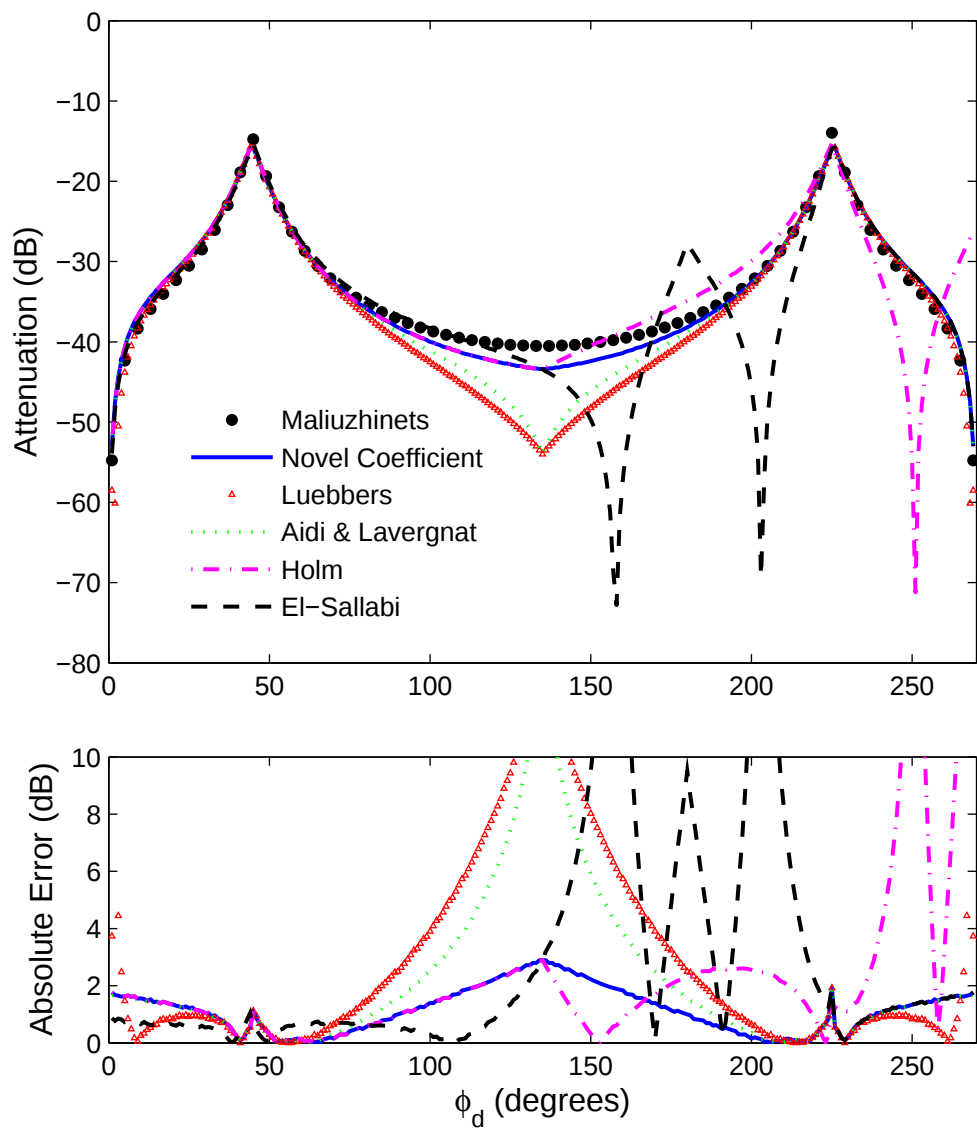


Figura 3.14: Campo difratado ao redor da cunha da Fig 3.8 com $\phi_i = 135^\circ$ - Polarização TE_z

Coeficientes	Polarização TMz		Polarização TEz	
	Erro (dB)	Desvio (dB)	Erro (dB)	Desvio (dB)
Novo Coeficiente	0,73	0,49	1,13	1,53
Luebbers [32]	2,34	2,77	2,61	2,93
Aïdi <i>et.al</i> [37]	1,84	2,34	2,06	2,39
Holm [36]	1,53	2,48	2,50	4,29
El-Sallabi <i>et.al</i> [39]	1,04	0,90	2,96	4,60

Tabela 3.2: Média e desvio padrão dos erros absolutos para os casos ilustrados nas Figs. 3.9–3.14.

3.1.4 Difração Dupla em Arestas Consecutivas

Na análise da propagação de campos eletromagnéticos em ambientes urbanos, um caso de ocorrência comum e que deve ser considerado é quando o receptor encontra-se obstruído por algum obstáculo, de forma que apenas raios que sofrem duas ou mais difrações em arestas consecutivas no mesmo obstáculo alcançam este receptor, como ilustrado na Figura 3.15. Porém, se o segundo ponto de difração estiver na região de transição, próxima às fronteiras de sombra da fonte em questão, a aplicação sucessiva dos coeficientes da UTD para o cálculo do campo difratado faz com que apareçam descon- tinuidades no resultado. Isto acontece porque o raio difratado no primeiro ponto não é óptico, saindo do escopo de validade da UTD [7]. No entanto, a correta consideração deste tipo de fenômeno é importante quando se quer caracterizar o canal rádio em ambientes urbanos. Para tal, deve-se aplicar formulações baseadas em coeficientes de ordem superior, cujos valores de- pendem das derivadas espaciais do campo incidente no ponto de difração. Estes coeficientes de difração de segunda ordem são conhecidos como termos

da *slope diffraction*, os quais incluem uma parcela do campo difratado proporcional à derivada do campo incidente num ponto de difração. Também em situações onde o campo incidente na aresta é muito pequeno, o termo da *slope diffraction* fornece uma contribuição importante no cálculo do campo total difratado.

Acrescentando o termo de segunda ordem para o coeficiente de difração, a expressão geral para o campo total difratado por uma aresta é

$$\mathbf{E}^{\text{dt}} = \mathbf{E}^{\text{d}} + \mathbf{E}^{\text{sd}}, \quad (3.30)$$

onde $\mathbf{E}^{\text{d}}$ é a componente de campo difratado de primeira ordem e $\mathbf{E}^{\text{sd}}$ é a componente difratada relativa à *slope diffraction*. Em [7] são apresentados coeficientes da *slope diffraction* para condutores elétricos perfeitos, onde $\mathbf{E}^{\text{sd}}$ é definido como

$$\mathbf{E}^{\text{sd}}(\mathbf{s}) = \frac{1}{\mathbf{j}\mathbf{k}} \frac{\partial \bar{\bar{\mathbf{D}}}}{\partial \phi_i} \cdot \frac{\partial \mathbf{E}^{\text{i}}(\mathbf{Q}_d)}{\partial \mathbf{u}} \mathbf{A}_d(\mathbf{s}_d) e^{-\mathbf{j}\mathbf{k}\mathbf{s}_d}, \quad (3.31)$$

onde $A_d(s_d)$ é o fator de espalhamento, dado pela Eq. (3.12) e $\partial \mathbf{E}(\mathbf{Q}_d)/\partial \mathbf{u}$ é a derivada direcional do campo incidente no ponto de difração Q_d na direção $\hat{u}$. $\hat{u}$ é o vetor que aponta da região de sombra para a região iluminada, referente ao ponto de difração em questão.

Em [34] e [35] são apresentadas extensões da *slope diffraction* para obstáculos com perdas. Baseando-se nestas teorias, adota-se aqui uma *slope diffraction* associada aos coeficientes heurísticos propostos na Seção 3.1.3 para se considerar a difração dupla em arestas consecutivas. Assim, considerando a notação exibida na Fig. 3.15 e utilizando as Eqs. (3.30) e (3.31), o campo elétrico incidente no segundo ponto de difração é dado por

$$\mathbf{E}^{\text{i}}_2 = \left[\bar{\bar{\mathbf{D}}}_1 \cdot \mathbf{E}^{\text{i}}_1 + \frac{1}{\mathbf{j}\mathbf{k}} \frac{\partial \bar{\bar{\mathbf{D}}}_1}{\partial \phi_{i1}} \cdot \frac{\partial \mathbf{E}^{\text{i}}_1}{\partial \mathbf{u}_1} \right] \mathbf{A}_d(\mathbf{s}_2) e^{-\mathbf{j}\mathbf{k}\mathbf{s}_2}, \quad (3.32)$$

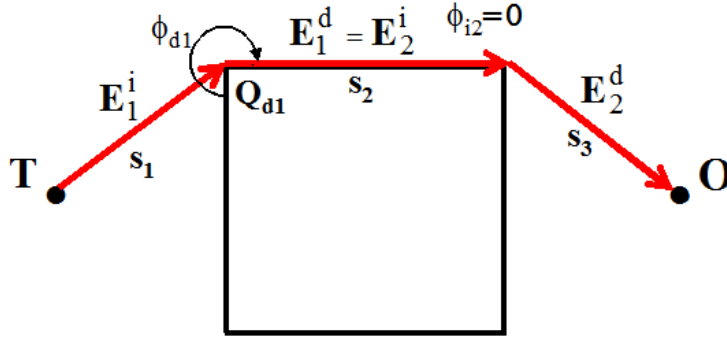


Figura 3.15: Difração dupla em arestas consecutivas

onde $\vec{E}_1^i$ é o campo elétrico incidente no primeiro ponto de difração e $\overline{\overline{\mathbf{D}}}_1$ é a diádica de difração heurística referente ao ponto de difração Q_{d1} , dada pelas Eqs. (3.27)–(3.29).

Como neste trabalho são utilizadas fontes do tipo dipolo para os casos 3D e linha infinita de corrente para os casos 2D, e os obstáculos estão na região de campo distante destas antenas, pode-se assumir que o campo elétrico apresenta uma variação angular desprezível, de forma que $\partial \mathbf{E}_1^i / \partial \mathbf{u}_1 = \mathbf{0}$. Com isso, o campo difratado pelo segundo ponto de difração será dado por

$$\mathbf{E}_2^d = \left[\overline{\overline{\mathbf{D}}}_1 \cdot \overline{\overline{\mathbf{D}}}_2 \cdot \mathbf{E}_1^i \mathbf{A}_d(\mathbf{s}_2) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{s}_2} + \frac{1}{j\mathbf{k}} \frac{\partial \overline{\overline{\mathbf{D}}}_2}{\partial \phi_{i2}} \cdot \frac{\partial \mathbf{E}_1^i}{\partial \mathbf{u}_2} \right] \mathbf{A}_d(\mathbf{s}_3) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{s}_3} \quad (3.33)$$

sendo que

$$\frac{\partial \mathbf{E}_1^i}{\partial u_2} = \frac{\partial}{\partial u_2} \left[\mathbf{E}_1^i \cdot \overline{\overline{\mathbf{D}}}_1 \mathbf{A}_d(\mathbf{s}_2) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{s}_2} \right] = \mathbf{E}_1^i \cdot \frac{\partial \overline{\overline{\mathbf{D}}}_1}{\partial \mathbf{u}_2} \mathbf{A}_d(\mathbf{s}_2) e^{-j\mathbf{k}\mathbf{s}_2}. \quad (3.34)$$

onde $\overline{\overline{\mathbf{D}}}_2$ é a diádica de difração heurística referente ao ponto de difração Q_{d2} , dada pelas Eqs. (3.27)–(3.29). Como o raio incidente no segundo ponto de difração apresenta incidência rasante, u_2 é pequeno e pode ser definido como

$u_2 = -s_2(\phi_{d1} + n_1\pi)$ [34]. Assim,

$$\frac{\partial \bar{\bar{D}}_1}{\partial u_2} = -\frac{1}{s_2} \frac{\partial \bar{\bar{D}}_1}{\partial \phi_{d1}}. \quad (3.35)$$

Substituindo a Eq. (3.35) na Eq. (3.34) e posteriormente na Eq. (3.33), o campo difratado na segunda aresta é dado por:

$$\mathbf{E}_2^d(\mathbf{O}) = \left[\bar{\bar{D}}_1 \cdot \bar{\bar{D}}_2 \frac{1}{jk s_2} \frac{\partial \bar{\bar{D}}_1}{\partial \phi_{d1}} \cdot \frac{\partial \bar{\bar{D}}_2}{\partial \phi_{i2}} \right] \cdot \mathbf{E}_1^i(\mathbf{Q}_{d1}) A_d(s_2) A_d(s_3) e^{-jk(s_2+s_3)}. \quad (3.36)$$

Para o cálculo dos termos $\partial \bar{\bar{D}}_1 / \partial \phi_{d1}$ e $\partial \bar{\bar{D}}_2 / \partial \phi_{i2}$ é necessário definir as derivadas dos coeficientes de difração em relação a ϕ_i e ϕ_d . Derivando a Eq. (3.27) em relação a ϕ_i e omitindo os índices s e h , tem-se

$$\begin{aligned} \frac{\partial D}{\partial \phi_i} = & G \left\{ \frac{\partial W}{\partial \phi_i} D_1 + W \frac{\partial D_1}{\partial \phi_i} + \frac{\partial D_2}{\partial \phi_i} + \frac{\partial R(\alpha_n)}{\partial \alpha_n} \frac{\partial \alpha_n}{\partial \phi_i} D_3 \right. \\ & \left. + R(\alpha_n) \frac{\partial D_3}{\partial \phi_i} + \frac{\partial R(\alpha_0)}{\partial \alpha_0} \frac{\partial \alpha_0}{\partial \phi_i} D_4 + R(\alpha_0) \frac{\partial D_4}{\partial \phi_i} \right\}, \end{aligned} \quad (3.37)$$

onde [35]

$$\frac{\partial D_1}{\partial \phi_i} = \frac{-e^{-j\pi/4}}{4n^2 \sqrt{2\pi k} \text{sen} \beta_0} \csc^2 \left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n} \right] F_{tr}^s \left(2kL_i n^2 \text{sen}^2 \left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n} \right] \right), \quad (3.38)$$

$$\frac{\partial D_2}{\partial \phi_i} = \frac{e^{-j\pi/4}}{4n^2 \sqrt{2\pi k} \text{sen} \beta_0} \csc^2 \left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n} \right] F_{tr}^s \left(2kL_i n^2 \text{sen}^2 \left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n} \right] \right), \quad (3.39)$$

$$\frac{\partial D_3}{\partial \phi_i} = \frac{e^{-j\pi/4}}{4n^2 \sqrt{2\pi k} \text{sen} \beta_0} \csc^2 \left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] F_{tr}^s \left(2kL_i n^2 \text{sen}^2 \left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] \right), \quad (3.40)$$

$$\frac{\partial D_4}{\partial \phi_i} = \frac{-e^{-j\pi/4}}{4n^2 \sqrt{2\pi k} \text{sen} \beta_0} \csc^2 \left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] F_{tr}^s \left(2kL_i n^2 \text{sen}^2 \left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n} \right] \right). \quad (3.41)$$

O termo $F_{tr}^s(x)$ é a função de transição que garante a continuidade para os termos $\csc^2(x)$ e é dada por [35]

$$F_{tr}^s(x) = 2jx[1 - F_{tr}(x)]. \quad (3.42)$$

Já os termos $\partial D_i/\partial \phi_d$ são calculados da mesma forma, porém invertendo-se os sinais dos termos $\partial D_1/\partial \phi_i$ e $\partial D_2/\partial \phi_i$, já que nos termos D_1 e D_2 os sinais de ϕ_i e ϕ_d são invertidos [Eqs (3.17) e (3.18)].

As derivadas dos coeficientes de reflexão são:

$$\frac{\partial R_s}{\partial \alpha} = \frac{2 \cos \alpha (\hat{\varepsilon}_r - 1)}{\sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2 \alpha} (\text{sen} \alpha + \sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2 \alpha})^2}, \quad (3.43)$$

$$\frac{\partial R_h}{\partial \alpha} = \frac{2 \hat{\varepsilon}_r \cos \alpha (\hat{\varepsilon}_r - 1)}{\sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2 \alpha} (\hat{\varepsilon}_r \text{sen} \alpha + \sqrt{\hat{\varepsilon}_r - \cos^2 \alpha})^2}, \quad (3.44)$$

para as polarizações *soft* ($\hat{\beta}$) e *hard* ($\hat{\phi}$), respectivamente. As derivadas da Eq. (3.28) em relação a ϕ_i e a ϕ_d têm comportamento semelhante ao apresentado nas Eqs. (3.37)–(3.44).

Na difração em arestas consecutivas, o raio incide no segundo ponto de difração de forma rasante à face do obstáculo. Por isso o fator G aparece tanto na componente de primeira ordem do campo difratado quanto na relativa à *slope diffraction* nos casos de incidência rasante [35]. É necessário também definir os coeficientes de reflexão e suas derivadas para estes casos de incidência rasante. Para obstáculos de condutividade finita, ambos os coeficientes de reflexão tendem corretamente a -1 quando o ângulo de incidência α tende a zero, como pode ser observado nas Eqs. (3.7) e (3.8). No entanto, quando $\sigma \rightarrow \infty$, simultaneamente com $\alpha \rightarrow 0$, ambos os coeficientes tendem a -1 . Existe portanto uma falha no coeficiente para a polarização *hard*, já que este deve ser $+1$ para um condutor elétrico perfeito. Isso ocorre devido ao fato de que o coeficiente de reflexão de Fresnel começa a não fazer

mais sentido quando o raio incide no obstáculo pela face não refletora, ou seja, quando $\alpha \leq 0$. Já ambas as derivadas se anulam nos casos de condutividade infinita, como esperado. Na implementação computacional, quando $\sigma \gg \omega\epsilon$, ou seja, quando o material é um bom condutor, o coeficiente de reflexão para a polarização *hard* é definido igual a +1.

Como mencionado anteriormente, a UTD fornece uma solução uniforme em todo o espaço através da consideração das funções de transição, que compensam as descontinuidades presentes nos termos da $\cot(\cdot)$ [Eqs. (3.17)–(3.20)] e da $\csc(\cdot)$ [Eqs. (3.38)–(3.41)], quando um raio parte próximo a uma das fronteiras de sombra. Para que estas funções combinem-se corretamente no caso de uma implementação computacional, os coeficientes devem ser calculados da seguinte forma [10, 35]:

$$\cot(\cdot)F_{tr}(\cdot) \approx 2n\sqrt{2k\pi} e^{j\pi/4} \left(\frac{\sqrt{L}}{2} \text{Sign}(\epsilon) - \epsilon e^{j\pi/4} \frac{kL}{\sqrt{2k\pi}} \right), \quad (3.45)$$

para os termos $\cot(\cdot)F_{tr}(\cdot)$ das Eqs. (3.17)–(3.20) e

$$\csc^2(\cdot)F_{tr}^s(\cdot) \approx 4jkLn^2 \left(1 - \epsilon \sqrt{\frac{k\pi L}{2}} e^{j\pi/4} \right), \quad (3.46)$$

para os termos $\csc^2(\cdot)F_{tr}^s(\cdot)$ relativos às derivadas dos coeficientes de difração [Eqs. (3.38)–(3.41)]. L é o parâmetro de distância referente a este coeficiente, sendo L_i se for D_1 ou D_2 , L_{rn} se for D_3 e L_{r0} se for D_4 , e ϵ é o ângulo entre o observador e uma fronteira de sombra. Quando $\epsilon = 0$ o observador está exatamente sobre uma das fronteiras de sombra, quando $\epsilon > 0$ o observador está na região iluminada, ou seja, onde existe o raio direto se for uma FSI ou o raio refletido se for uma FSR, e quando $\epsilon < 0$ o receptor está na região de sombra. Os termos D_1 e D_2 estão relacionados com as fronteiras de sombra dos raios incidentes quando as faces 0 e n estão respectivamente nas regiões de sombra. Já os termos D_3 e D_4 estão relacionados com as fronteiras de

sombra dos raios refletidos referentes às faces n e 0 , respectivamente. Com isso:

$$\text{Sign}(\epsilon) = \begin{cases} -1, & \epsilon \leq 0 \\ +1, & \epsilon > 0 \end{cases}. \quad (3.47)$$

Assim, sempre que o ponto de observação estiver sobre ou muito próximo a FSI ou FSR, o coeficiente de difração apropriado deve ser substituído pela aproximação dada pelas equações da Tabela 3.3.

Localização da fronteira	D_l	$\partial D_l / \partial \phi_i$
$\epsilon = \pi + (\phi_d - \phi_i)$	$D_1 \approx -\frac{\sqrt{L_i}}{2\text{sen}\beta_0} \text{Sign}(\epsilon)$	$\frac{\partial D_1}{\partial \phi_i} \approx -\sqrt{\frac{k}{2\pi}} \frac{L_i e^{j\pi/4}}{\text{sen}\beta_0}$
$\epsilon = \pi - (\phi_d - \phi_i)$	$D_2 \approx -\frac{\sqrt{L_i}}{2\text{sen}\beta_0} \text{Sign}(\epsilon)$	$\frac{\partial D_2}{\partial \phi_i} \approx \sqrt{\frac{k}{2\pi}} \frac{L_i e^{j\pi/4}}{\text{sen}\beta_0}$
$\epsilon = \pi + (\phi_d + \phi_i) - 2n\pi$	$D_3 \approx -\frac{\sqrt{L_{rn}}}{2\text{sen}\beta_0} \text{Sign}(\epsilon)$	$\frac{\partial D_3}{\partial \phi_i} \approx \sqrt{\frac{k}{2\pi}} \frac{L_{rn} e^{j\pi/4}}{\text{sen}\beta_0}$
$\epsilon = \pi - (\phi_d + \phi_i)$	$D_4 \approx -\frac{\sqrt{L_{r0}}}{2\text{sen}\beta_0} \text{Sign}(\epsilon)$	$\frac{\partial D_4}{\partial \phi_i} \approx -\sqrt{\frac{k}{2\pi}} \frac{L_{r0} e^{j\pi/4}}{\text{sen}\beta_0}$

Tabela 3.3: Valores dos coeficientes nas fronteiras de sombra.

Estudo de Caso

Nesta seção será feita uma avaliação do efeito da utilização do termo da *slope diffraction* no cálculo da difração dupla em arestas consecutivas. Para isso, será analisado o caso correspondente à Fig. 3.16, onde o transmissor T é uma linha infinita de corrente orientada na direção $\hat{z}$. O obstáculo será considerado inicialmente como condutor elétrico perfeito (Figs. 3.17 e 3.18) e posteriormente como um condutor com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,3 \text{ S/m}$ (Figs. 3.19 e 3.20). Será analisado o campo difratado nas polarizações TMz (quando a fonte for uma linha de corrente elétrica) e TEz (corrente magnética) através da UTD, com e sem a utilização do termo referente à *slope diffraction*, e através do Método dos Momentos (MoM) [3], adotado como solução de referência. O campo será avaliado para várias posições de observadores (linha pontilhada da Fig. 3.16), na frequência de 3 GHz. Nas simulações através da UTD foram considerados raios com até 2 difrações. Para a avaliação através do Método dos Momentos foram utilizados 30 funções de base por comprimento de onda e o conceito de impedância de superfície para a consideração aproximada dos efeitos da condutividade finita.

De acordo com o resultado das Figs. 3.17 a 3.20, relativamente ao campo obtido através do MoM, os erros máximos obtidos através da formulação da UTD, com e sem a utilização do termo referente à *slope diffraction*, ocorrem nas regiões de sombra, ou seja, onde apenas raios que sofrem difração dupla em arestas consecutivas atingem o receptor. Nessas regiões, pode-se observar que a utilização da UTD com a *slope diffraction* melhora significativamente os resultados obtidos, especialmente nas regiões críticas onde o observador é colinear aos dois pontos de difração. Nas regiões afastadas da região de sombra, a UTD apresenta bons resultados, atingindo erros bem menores, tanto com quanto sem a utilização da *slope diffraction*.

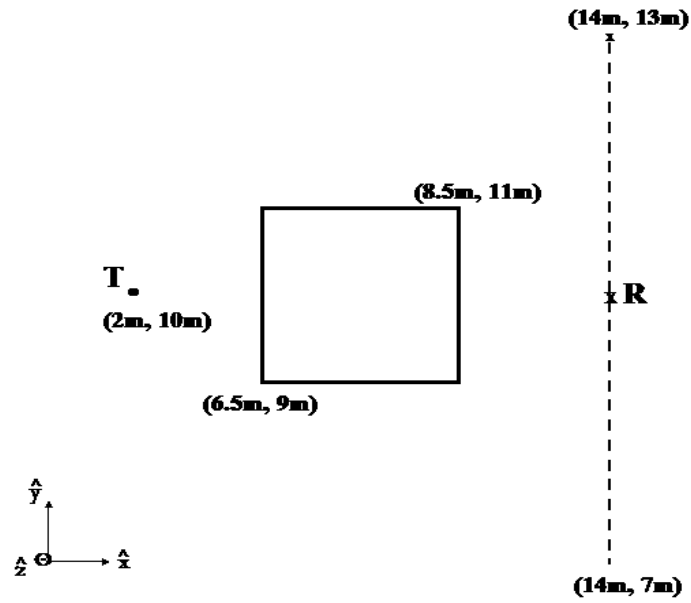


Figura 3.16: Ambiente para análise da difração dupla em arestas consecutivas

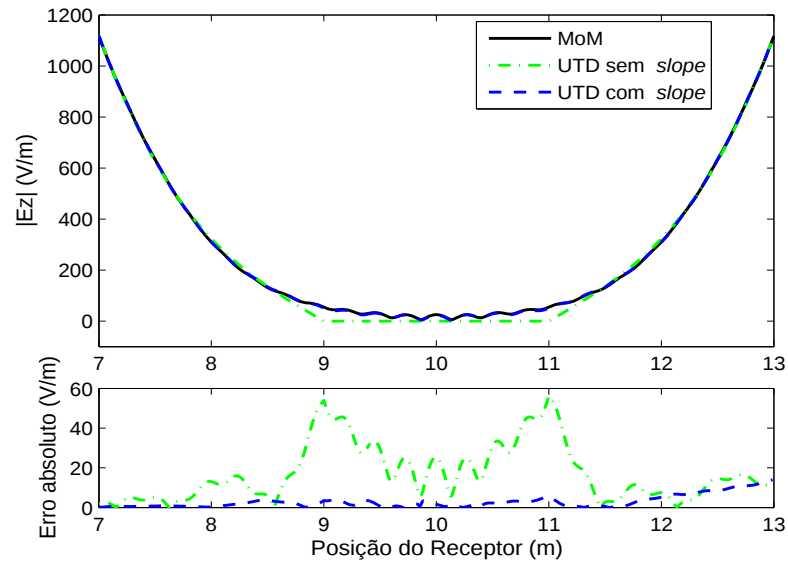


Figura 3.17: Obstáculo condutor elétrico perfeito, polarização TMz

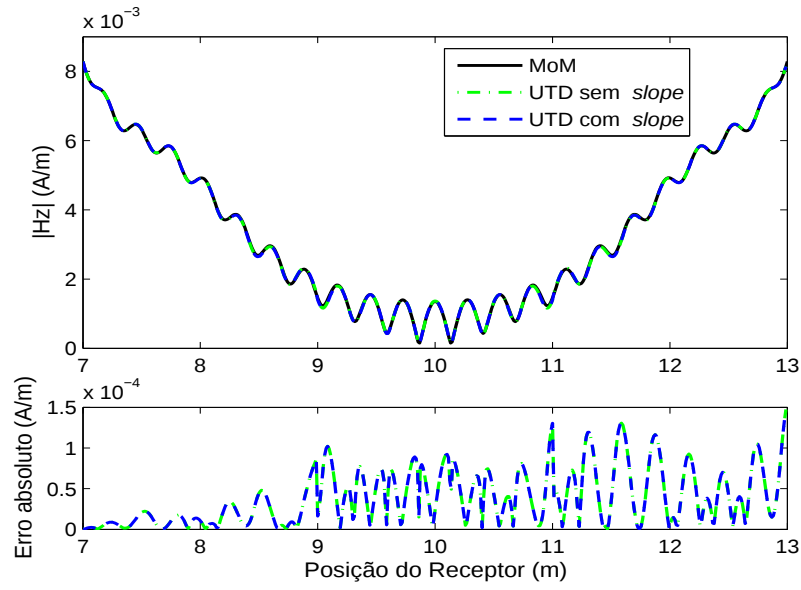


Figura 3.18: Obstáculo condutor elétrico perfeito, polarização TEz

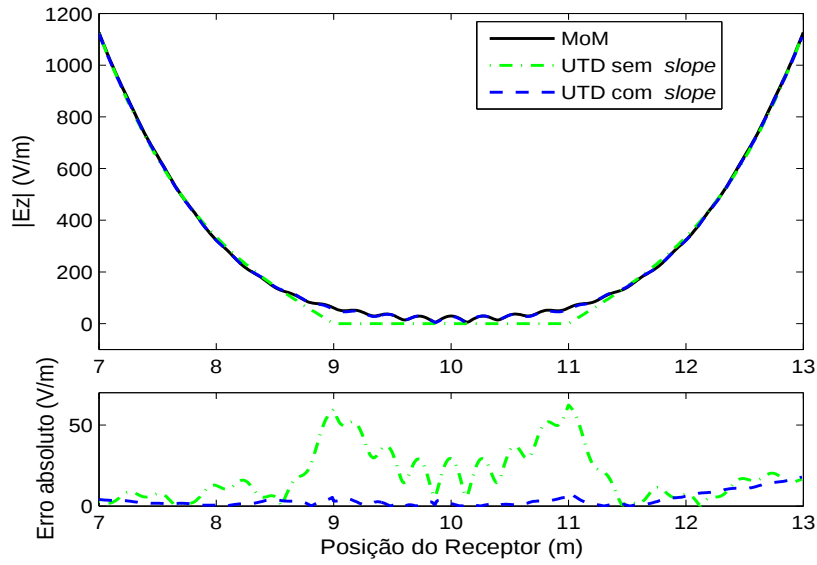


Figura 3.19: Obstáculo com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,3 \text{ S/m}$, polarização TMz

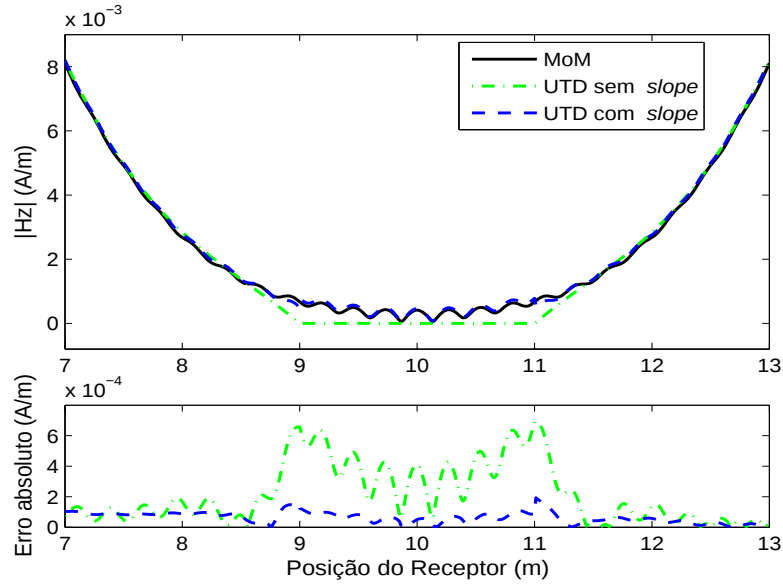


Figura 3.20: Obstáculo com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,3$ S/m, polarização TEz

3.2 Cálculo de Campo no Domínio do Tempo

3.2.1 Introdução

Para sinais com largura espectral muito grande, as atenuações das diversas componentes de frequência que compõem o sinal propagante podem variar bastante. Assim, uma análise da propagação de sinais banda larga no domínio da frequência é uma tarefa relativamente complexa, dada a quantidade de componentes espectrais a serem analisadas. Com isso, em princípio, é mais adequado realizar uma caracterização banda larga da propagação de sinais radioelétricos no domínio do tempo, pois uma vasta região do espectro de radiofrequência pode ser analisada de uma única vez através da análise da propagação de um pulso suficientemente estreito.

Assim, para se fazer a caracterização banda larga do campo espalhado será utilizada uma versão da UTD no domínio do tempo, denominada TD-UTD [51], utilizada na determinação dos campos difratados. A versão da GO no domínio do tempo, a TD-GO, utilizada na determinação dos campos incidentes e refletidos. A TD-UTD foi originalmente desenvolvida para analisar o espalhamento de pulsos em superfícies condutoras elétricas perfeitas, sendo que as componentes espectrais mais significativas dos pulsos considerados estão concentradas em torno de frequências com comprimentos de onda pequenos quando comparados com as dimensões dos obstáculos. Pelo fato da GO e da UTD serem técnicas assintóticas, apresentando resultados válidos quando a frequência tende a infinito, a TD-GO e a TD-UTD são válidas nos tempos próximos ao tempo de chegada das primeiras frentes de onda de cada raio (*early-time*) [51, 13]. A TD-GO e a TD-UTD são ferramentas que permitem obter a resposta temporal do campo espalhado de forma precisa, sendo, em princípio, mais rápidas do que a utilização da GO e da UTD no domínio da frequência, associadas a uma transformada temporal. Isso porque a resposta temporal utilizando a GO e a UTD no domínio da frequência é feita através do cálculo do campo eletromagnético para um grande número de frequências discretas, com uma posterior aplicação de uma Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*) [12].

Para a obtenção da formulação da TD-GO e da TD-UTD podem ser utilizadas as transformadas de Fourier ou Laplace nas formulações da GO e da UTD no domínio da frequência. No entanto, a utilização destas transformadas pode resultar em uma formulação que leve a resultados não-causais [51], ou seja, sinais obtidos desta forma trariam informações errôneas sobre eventos que ocorreriam antes mesmo do tempo de chegada das primeiras frentes de onda. A aplicação de transformadas bilaterais pode resolver este pro-

blema, mas pode também resultar em fórmulas mais complexas [51]. Outro problema que surge da utilização das transformadas de Fourier e Laplace é que a condição $F(-\omega) = F^*(\omega)$ deve ser satisfeita para que o resultado obtido seja uma função real. Para os métodos assintóticos como a GO e a UTD, as funções são definidas considerando $\omega \rightarrow \infty$ e não são definidas para $\omega < 0$ [51]. Uma possível solução para esses problemas é a representação analítica de sinais, que permite obter o campo eletromagnético espalhado no domínio do tempo de maneira eficiente [51].

Assim, a obtenção da formulação da GO e da UTD no domínio do tempo é feita através da aplicação de uma Transformada Analítica Temporal (ATT - *Analytic Time Transform*) na formulação da GO e da UTD no domínio da frequência [51]. A ATT foi utilizada por apresentar algumas propriedades úteis na obtenção das expressões analíticas da TD-GO e da TD-UTD. Dentre essas propriedades, esta transformada gera resultados causais, sendo unilateral e sem a necessidade de definir o comportamento da função para $\omega < 0$. Ela também permite a utilização de uma grande variedade de pulsos, descritos como combinações lineares de exponenciais, que apresentam convoluções eficientes com a resposta impulsional obtida através da TD-UTD e da TD-GO. Além disso, a analiticidade das funções da TD-GO e da TD-UTD permite o tratamento simplificado dos campos no rastreamento de raios quando estes atravessam cáusticas [51].

A ATT é definida como [51]

$$f^+(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty F(\omega) e^{j\omega t} d\omega, \quad \text{para } \text{Im}(t) > 0, \quad (3.48)$$

onde o sinal "+" sobre a função indica que esta é um sinal analítico. A condição $\text{Im}(t) > 0$ garante a convergência da integral e a analiticidade de $f^+(t)$. O sinal analítico obtido através da ATT é uma função no domínio do tempo complexo, cuja solução de interesse é a parte real quando $\text{Im}(t) = 0$.

A relação entre a função analítica $f^+(t)$ e a função real $f(t)$ é dada por [51]

$$f^+(t) = f(t) + j\mathcal{H}[f(t)], \quad \text{para } \text{Im}(t) = 0, \quad (3.49)$$

onde a parte imaginária de $f^+(t)$ é a Transformada de Hilbert da função $f(t)$. Esta transformada é necessária quando o raio atravessa alguma cáustica e aparece naturalmente no sinal analítico para $\text{Im}(t) = 0$. Desta forma, para se obter $f(t)$ basta utilizar a relação [51]

$$f(t) = \text{Re} \left[f^+(t) \right], \quad \text{para } \text{Im}(t) = 0. \quad (3.50)$$

Durante todo o procedimento para obtenção do campo espalhado no domínio do tempo, a formulação é tratada para t complexo e somente o resultado final considera apenas a parte real do sinal.

A ATT, assim como as transformadas de Fourier e Laplace, possui a propriedade de relacionar a multiplicação no domínio da frequência com a operação de convolução no domínio do tempo da seguinte forma [51]:

$$F(\omega)H(\omega) \Rightarrow \frac{1}{2} f^+(t) * h^+(t), \quad (3.51)$$

onde $f^+(t)$ e $h^+(t)$ são as transformadas analíticas de $F(\omega)$ e $H(\omega)$, respectivamente [Eq. (3.48)].

O cálculo do campo no domínio do tempo envolve o estudo da irradiação e propagação de pulsos eletromagnéticos. Inicialmente, o campo espalhado no domínio do tempo será determinado através de sua resposta ao impulso. Uma vez obtida as respostas impulsionais para cada raio, obtém-se a resposta do sistema relativa a outras excitações no domínio do tempo através de uma operação de convolução temporal. A resposta ao impulso para o espalhamento eletromagnético é, assim como no domínio da frequência, uma combinação entre os resultados da TD-GO e da TD-UTD, podendo ser escrita como:

$$\mathbf{e}_I^+(t) = \mathbf{e}_I^i(t)U_i + \mathbf{e}_I^r(t)U_r + \mathbf{e}_I^d(t), \quad (3.52)$$

onde $\mathbf{e}_I^{+i}$ é o campo elétrico relativo ao raio incidente (direto), $\mathbf{e}_I^{+r}$ é o campo elétrico relativo ao raio refletido e $\mathbf{e}_I^{+d}$ é o campo elétrico difratado. U_i é igual a 1 quando o observador está na região iluminada e zero quando este se encontra na região de sombra. U_r é igual a 1 quando existe raio refletido e 0 quando não existe.

A análise do campo no domínio do tempo será feita inicialmente para superfícies condutoras perfeitas [51]. Na Seção 3.2.4 é apresentada uma proposta de extensão da formulação da TD-GO e da TD-UTD para a consideração de perdas no domínio do tempo, através da definição de aproximações assintóticas para os coeficientes de reflexão e de difração.

3.2.2 Óptica Geométrica no Domínio do Tempo (TD-GO)

As equações da TD-GO para os raios direto e refletidos em superfícies condutoras perfeitas são obtidas através da aplicação direta da ATT na formulação da GO no domínio da frequência, apresentada na Seção 3.1.1.

A expressão do campo elétrico propagando por um tubo de raios astigmático pode ser escrita como [Eqs. (3.1)–(3.2)]:

$$\mathbf{E}(s_i, \omega) = \mathbf{E}_0(\omega) A(s_i) e^{-jks_i}, \quad (3.53)$$

onde $\mathbf{E}_0(\omega)$ é o campo no ponto de referência ($s = 0$) e $A(s_i)$ é o fator de espalhamento dado pela Eq. (3.2). Como mencionado na Seção 3.1.1, a função $A(s_i)$ pode ser real ou imaginária, dependendo dos sinais de ρ_1^i e ρ_2^i . Assim, $A(s_i)$ também pode ser escrita da seguinte forma:

$$A(s_i) = j^{n_i} \sqrt{\left| \frac{\rho_1^i}{\rho_1^i + s_i} \right|} \sqrt{\left| \frac{\rho_2^i}{\rho_2^i + s_i} \right|} = j^{n_i} |A(s_i)|, \quad (3.54)$$

onde n_i é o número de cáusticas que o raio incidente atravessa entre $s = 0$ e s_i .

O impulso unitário no tempo é mapeado como um valor constante na frequência, de forma que o termo $\mathbf{E}_0(\omega)$ pode ser considerado constante e igual a $1\hat{p}$, onde $\hat{p}$ é o vetor de polarização do campo elétrico. Assim, a resposta impulsional analítica para o raio direto, obtida através da aplicação da ATT na Eq. (3.53), é dada por:

$$\begin{aligned}\mathbf{e}_I^+(s_i, t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty A(s_i) e^{-jks_i} e^{j\omega t} \hat{p} d\omega \\ &= A(s_i) \frac{1}{\pi} \int_0^\infty e^{j\omega(t-s_i/c)} \hat{p} d\omega \\ &= A(s_i) \delta^+(t - s_i/c) \hat{p}\end{aligned}\tag{3.55}$$

onde $\delta^+(t)$ é a função delta analítica definida como [51]:

$$\delta^+(t) = \begin{cases} j/\pi t & , \text{Im}(t) > 0 \\ \delta(t) + \text{pv}(j/\pi t) & , \text{Im}(t) = 0 \end{cases},\tag{3.56}$$

onde "pv" representa o valor principal de Cauchy. Sendo assim, a parte real da função delta analítica quando $\text{Im}(t) = 0$ é a função delta de Dirac.

Usando a Eq. (3.50), o campo real incidente é dado por:

$$\mathbf{e}_I^i(s_i, t) = \text{Re} \left[\mathbf{e}_I^+(s_i, t) \right], \quad \text{para } \text{Im}(t) = 0.\tag{3.57}$$

Logo, das Eqs. (3.54)–(3.57), se o raio direto não atravessa nenhuma cáustica, ou seja, $n_i = 0$, a resposta ao impulso referente a este raio é

$$\mathbf{e}_I^i(s_i, t) = |A(s_i)| \delta(t - s_i/c) \hat{p}.\tag{3.58}$$

No entanto, se o raio atravessa uma cáustica, ou seja, $n_i = 1$, a resposta passa a ser

$$\mathbf{e}_I^i(s_i, t) = -|A(s_i)| \text{pv} \left[\frac{1}{\pi(t - s_i/c)} \right] \hat{p}.\tag{3.59}$$

O cálculo dos campos refletidos através da TD-GO é feito através da aplicação da ATT no campo elétrico refletido por uma superfície condutora perfeita no domínio da frequência, cuja expressão é obtida com o auxílio das Eqs. (3.4)–(3.6):

$$\mathbf{E}^r(s_i, s_r, \omega) = \overline{\overline{\mathbf{R}}} \cdot \mathbf{E}(s_i, \omega) A_r(s_r) e^{-jks_r}, \quad (3.60)$$

onde s_i é a distância entre o ponto de referência, com valor de campo $\mathbf{E}_0(\omega)$, e o ponto de reflexão $\mathbf{Q}$, s_r é a distância de $\mathbf{Q}$ ao ponto de observação e $A(s_i)$ e $A_r(s_r)$ são os fatores de espalhamento dados pelas Eqs. (3.2) e (3.4), respectivamente. Aplicando a ATT à Eq. (3.60), a resposta analítica ao impulso para um raio refletido é dada por:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_I^+(s_i, s_r, t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{R}}} \cdot \hat{p} A(s_i) A_r(s_r) e^{-jks_i} e^{-jks_r} e^{j\omega t} d\omega \\ &= \overline{\overline{\mathbf{R}}} \cdot \hat{p} A(s_i) A_r(s_r) \delta^+(t - s_i/c - s_r/c). \end{aligned} \quad (3.61)$$

Usando as Eqs. (3.50) e (3.56), se o raio refletido não atravessa nenhuma cáustica, a resposta ao impulso referente a este raio será:

$$\mathbf{e}_I^r(s_i, s_r, t) = \overline{\overline{\mathbf{R}}} \cdot \hat{p} |A(s_i)| |A_r(s_r)| \delta(t - s_i/c - s_r/c). \quad (3.62)$$

No entanto, se o raio atravessa uma cáustica, a resposta passa a ser

$$\mathbf{e}_I^r(s_i, s_r, t) = -\overline{\overline{\mathbf{R}}} \cdot \hat{p} |A(s_i)| |A_r(s_r)| \text{pv} \left[\frac{1}{\pi(t - s_i/c - s_r/c)} \right] \hat{p}. \quad (3.63)$$

O cálculo da reflexão no domínio do tempo, para o caso de superfícies condutoras perfeitas, é simplificado pelo fato da diádica de reflexão $\overline{\overline{\mathbf{R}}}$ não variar com a frequência ω e, conseqüentemente, ser constante na derivação da Eq. (3.61). Já no caso da reflexão em superfícies com perdas isso não ocorre, pois $\overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega)$ depende da frequência [Eqs. (3.7)–(3.9)]. Assim, a consideração da reflexão em superfícies com perdas no domínio do tempo será analisada na Seção 3.2.4, através da aplicação da ATT sobre uma aproximação assintótica dos coeficientes de reflexão para soluções *early-time*.

3.2.3 Teoria Uniforme da Difração no Domínio do Tempo (TD-UTD)

O campo elétrico difratado por uma aresta condutora elétrica perfeita no domínio da frequência é dado por [Eq. (3.11)]:

$$\mathbf{E}^d(s_i, s_d, \omega) = \overline{\overline{\mathbf{D}}}(\omega) \cdot \mathbf{E}(s_i, \omega) A_d(s_d) e^{-jk s_d}, \quad (3.64)$$

onde $A_d(s_d)$ é o fator de espalhamento dado pela Eq. (3.12). Considerando $\mathbf{E}_0(\omega) = 1\hat{p}$ e aplicando a ATT para se obter a resposta ao impulso para o raio difratado, tem-se [51]:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_I^d(s_i, s_d, t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{D}}}(\omega) \cdot \hat{p} A(s_i) A_d(s_d) e^{-jk(s_i+s_d)} e^{j\omega t} d\omega \\ &= A(s_i) A_d(s_d) \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{D}}}(\omega) e^{j\omega(t-s_i/c-s_d/c)} d\omega \cdot \hat{p} \\ &= \overline{\overline{\mathbf{D}}}^+(t - s_i/c - s_d/c) \cdot \hat{p} A(s_i) A_d(s_d). \end{aligned} \quad (3.65)$$

Como a diádica de difração depende da frequência angular ω , ela não pode ser retirada da integral, como foi feito com a diádica de reflexão $\overline{\overline{\mathbf{R}}}$ para condutores elétricos perfeitos [Eq. (3.61)]. O termo $\overline{\overline{\mathbf{D}}}^+(t)$ é a diádica de difração da TD-UTD obtida a partir da aplicação da ATT em $\overline{\overline{\mathbf{D}}}(\omega)$ [Eq. (3.14)], dada por:

$$\overline{\overline{\mathbf{D}}}^+(t) = \overline{\overline{D}}_s^+(t) \hat{\beta}_d \hat{\beta}_i + \overline{\overline{D}}_h^+(t) \hat{\phi}_d \hat{\phi}_i, \quad (3.66)$$

onde os vetores unitários $\hat{\beta}_i$, $\hat{\beta}_d$, $\hat{\phi}_i$ e $\hat{\phi}_d$ são os definidos na Figura 3.5.

Isolando os termos dependentes da frequência em uma única função, os coeficientes de difração da UTD [Eqs. (3.17)–(3.20)] serão reescritos da seguinte forma:

$$D_1(\omega) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] F(x_1, \omega), \quad (3.67)$$

$$D_2(\omega) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\sin\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] F(x_2, \omega), \quad (3.68)$$

$$D_3(\omega) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\text{sen}\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] F(x_3, \omega), \quad (3.69)$$

$$D_4(\omega) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\text{sen}\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] F(x_4, \omega), \quad (3.70)$$

onde a função $F(x_m, \omega)$ é dada por

$$F(x_m, \omega) = \sqrt{\frac{c}{j\omega}} F_{tr}\left(\frac{\omega x_m}{c}\right), \quad (3.71)$$

a função de transição F_{tr} é dada pela Eq. (3.21) e os termos x_m são

$$x_1 = 2L_i n^2 \text{sen}^2\left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right], \quad (3.72)$$

$$x_2 = 2L_i n^2 \text{sen}^2\left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right], \quad (3.73)$$

$$x_3 = 2L_{r0} n^2 \text{sen}^2\left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right], \quad (3.74)$$

$$x_4 = 2L_{rn} n^2 \text{sen}^2\left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right]. \quad (3.75)$$

Para a solução da transformada analítica da função $F(x_m, \omega)$ é necessário reescrevê-la na forma [51]

$$F(x_m, \omega) = \sqrt{\pi x_m} e^{j\omega x_m/c} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{j\omega x_m}{c}}\right), \quad (3.76)$$

onde $\text{erfc}(x)$ é a função erro complementar, definida como

$$\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2} dt. \quad (3.77)$$

A transformada analítica da função $F(x_m, \omega)$ pode então ser escrita como [51]

$$\overset{+}{f}(x_m, t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty e^{j\omega t} \sqrt{\pi x_m} e^{j\omega x_m/c} \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{j\omega x_m}{c}}\right) d\omega \quad (3.78)$$

$$= \frac{\sqrt{x_m/\pi}}{-jt + \sqrt{x_m t/c}}. \quad (3.79)$$

Substituindo a expressão (3.79) nas Eqs. (3.67) a (3.70) têm-se:

$$\overset{+}{D}_1(t) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\text{sen}\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] \overset{+}{f}(x_1, t), \quad (3.80)$$

$$\overset{+}{D}_2(t) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\text{sen}\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d - \phi_i)}{2n}\right] \overset{+}{f}(x_2, t), \quad (3.81)$$

$$\overset{+}{D}_3(t) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\text{sen}\beta_0} \cot\left[\frac{\pi + (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] \overset{+}{f}(x_3, t), \quad (3.82)$$

$$\overset{+}{D}_4(t) = \frac{-1}{2n\sqrt{2\pi}\text{sen}\beta_0} \cot\left[\frac{\pi - (\phi_d + \phi_i)}{2n}\right] \overset{+}{f}(x_4, t). \quad (3.83)$$

A formulação apresentada anteriormente é válida para trajetórias que sofrem apenas uma difração em arestas condutoras perfeitas. Como visto na Seção 3.1.3, o cálculo da difração em arestas de condutividade finita no domínio da frequência envolve a multiplicação dos coeficientes de difração por coeficientes de reflexão heurísticos. No domínio do tempo, a consideração da difração em arestas com perdas será analisada na Seção 3.2.4 através da aplicação da ATT sobre uma aproximação assintótica da formulação da Seção 3.1.3. A consideração de mais de uma difração por trajetória no domínio do tempo não será tratada neste trabalho, ficando como sugestão para trabalhos futuros.

3.2.4 Consideração de Perdas no Domínio do Tempo

De forma semelhante ao que é feito para superfícies condutoras perfeitas, duas abordagens costumam ser adotadas para solucionar problemas de espalhamento no domínio do tempo com a consideração das perdas. A primeira consiste na avaliação do problema correspondente no domínio da frequência e, em seguida, na utilização de uma transformada inversa de Fourier (ou Laplace) para se recuperar a solução no domínio do tempo, como será visto

na Seção 3.2.6. A outra abordagem adotada consiste na avaliação do campo espalhado diretamente no domínio do tempo. No entanto, quando se tenta analisar o problema do espalhamento diretamente no domínio do tempo para uma larga faixa de frequências, a solução torna-se bastante complexa [64]. Este problema é minimizado através da separação da resposta transiente banda-larga em porções fracamente e altamente dispersivas [64]. Dispersão aqui implica que a velocidade de propagação da onda eletromagnética no meio considerado depende da frequência. No limite das altas frequências o efeito de dispersão do meio é fraco, de forma que é possível obter soluções analíticas para o campo espalhado no domínio do tempo através de transformadas analíticas, como as apresentadas em [51], [64]–[66]. No entanto, soluções exatas para se computar de maneira acurada o campo em meios altamente dispersivos são de difícil obtenção. Nesses casos, o cálculo do campo eletromagnético transiente irradiado por fontes pulsadas na presença de meios dispersivos é feito através da avaliação numérica de uma integral dupla finita, como a apresentada em [67]. Ou seja, através da separação da solução em partes altamente ou pouco dispersivas, aplicam-se métodos diferentes mais adequados para cada parte da solução, ao invés de se tentar atacar o problema como um todo [64]. Assim, usualmente, implementações numéricas são adotadas para o cálculo do campo transiente na presença de meios altamente dispersivos e soluções analíticas são utilizadas para se fornecer a solução em meios pouco dispersivos.

Na análise no domínio do tempo, o comportamento dos campos logo após a chegada da frente de onda é governado pela parte de alta frequência da solução, obtida através de técnicas como a GO e a UTD [64], [67]. Com isso, o regime *early-time* está associado às altas frequências e a porção *late-time* da solução está associada às componentes com frequências mais baixas. Como

visto na Seção 3.1, o tipo de problema considerado neste trabalho pode ser analisado com sucesso através da aplicação da GO e da UTD (regime assintótico). Assim, para uma análise no domínio do tempo do tipo de problema em questão, serão consideradas apenas a porção *early-time* da solução. Esta consideração foi a adotada para a obtenção da TD-GO e da TD-UTD através da ATT para condutores elétricos perfeitos (Seções 3.2.2 e 3.2.3) e também será a abordagem utilizada aqui na extensão da formulação da TD-GO e da TD-UTD para aplicação em superfícies de condutividade finita. A consideração da porção *late-time* da solução é importante em meios onde a dispersão é intrínseca às propriedades físicas do meio de propagação, como ocorre em aplicações de sensoriamento remoto [67]. Em ambientes onde as dimensões dos obstáculos são muito maiores do que o comprimento de onda das frequências mais significativas do pulso irradiado, a porção *late-time* da solução pode ser desprezada [64].

A obtenção da formulação da GO e da UTD no domínio do tempo para a consideração de perdas seguirá, basicamente, os mesmos procedimentos utilizados para a obtenção da TD-GO e da TD-UTD para condutores perfeitos. Ou seja, a ATT será aplicada na formulação correspondente da GO [Eq. (3.3)] e da UTD [Eqs. (3.11)–(3.13)] no domínio da frequência para superfícies de condutividade finita. Como visto na Seção 3.1.1, a consideração de perdas na formulação da GO no domínio da frequência é feita através da inclusão dos coeficientes de reflexão de Fresnel para superfícies de condutividade finita [Eqs. (3.7) e (3.8)]. No caso da UTD, uma versão heurística destes coeficientes, com variação na definição dos ângulos de incidência, foi adotada para a análise da difração em arestas de condutividade finita no domínio da frequência (Seção 3.1.3). Ambas as formas desses coeficientes de reflexão são dependentes da frequência angular ω , devido à permissividade complexa,

como indicado na Eq. (3.9). Assim, a aplicação da ATT na formulação da GO para obtenção da TD-GO para campos refletidos é dada por [Eq. (3.61)]

$$\mathbf{e}_I^+ (s_i, s_r, t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\mathbf{R}}(\omega) \cdot \hat{p} A(s_i) A_r(s_r) e^{-jks_i} e^{-jks_r} e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.84)$$

e a aplicação da ATT na formulação da UTD para obtenção da TD-UTD para campos difratados é dada por [Eq. (3.65)]

$$\mathbf{e}_I^+ (s_i, s_d, t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\mathbf{D}}(\omega) \cdot \hat{p} A(s_i) A_d(s_d) e^{-jks_i} e^{-jks_d} e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.85)$$

Note que a Eq. (3.84) tem a mesma forma da Eq. (3.61). No entanto, para que a Eq. (3.84) seja válida para superfícies de condutividade finita, o termo $\overline{\mathbf{R}}(\omega)$ é agora a diádica de reflexão para a consideração de perdas dada pelas Eqs. (3.5), (3.7) e (3.8). A Eq. (3.85) tem a mesma forma da Eq. (3.65). Porém, agora, diferentemente da Eq. (3.65), para a consideração da difração em superfícies de condutividade finita $\overline{\mathbf{D}}(\omega)$ é a diádica de difração para a consideração de perdas, definida pelo produto dos coeficientes de difração $D_{1..4}(\omega)$ com os coeficientes de reflexão heurísticos definidos na Seção 3.1.3, sendo todos estes coeficientes dependentes da frequência angular ω de acordo com as Eqs. (3.27)–(3.29).

No entanto, as transformadas definidas pelas Eqs. (3.84) e (3.85) não são obtidas analiticamente, devido à presença de coeficientes de reflexão variando com ω . No caso de condutores perfeitos, como os coeficientes de reflexão eram independentes da frequência, as integrais da ATT apresentavam solução analítica [Eqs. (3.61) e (3.65)]. Uma possível solução para este problema seria avaliar as integrais das Eqs. (3.84) e (3.85) numericamente. Porém, essa abordagem é pouco prática, especialmente para a aplicação em questão que envolve, tipicamente, um número de trajetórias bastante elevado. A solução proposta neste trabalho é a obtenção de soluções aproximadas para o campo espalhado.

Assim, as transformadas definidas pelas Eqs. (3.84) e (3.85) serão avaliadas considerando aproximações no regime de altas frequências para os campos refletidos e difratados no domínio da frequência. Com isso, será possível a obtenção de soluções *early-time* para o campo espalhado no domínio do tempo, considerando superfícies de condutividade finita. Mais especificamente, será feita uma expansão assintótica dos coeficientes de reflexão de Fresnel para superfícies de condutividade finita. Através da série obtida por essa expansão, serão definidos novos coeficientes de reflexão aproximados a serem utilizados nas equações dos campos da GO e da UTD no domínio da frequência. Em seguida, a ATT será aplicada nesta formulação aproximada para a obtenção da TD-GO e da TD-UTD para a consideração de perdas.

A expansão assintótica em alta frequência dos coeficientes de reflexão de Fresnel para superfícies de condutividade finita [Eqs. (3.7) e (3.8)] resulta em séries da seguinte forma:

$$\begin{aligned}
R_s(\omega, \alpha) \approx & \frac{\text{sen}\alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}}{\text{sen}\alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}} \\
& + \frac{1}{\omega} \left[\frac{j(\sigma/\varepsilon_0)\text{sen}\alpha}{\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} (\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} + \text{sen}\alpha)^2} \right] + O \left[\frac{1}{\omega^2} \right],
\end{aligned} \tag{3.86}$$

$$\begin{aligned}
R_h(\omega, \alpha) \approx & \frac{\varepsilon_r \text{sen}\alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}}{\varepsilon_r \text{sen}\alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}} \\
& + \frac{1}{\omega} \left[\frac{j(\sigma/\varepsilon_0)(2 \cos^2 \alpha - \varepsilon_r)\text{sen}\alpha}{\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} (\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} + \varepsilon_r \text{sen}\alpha)^2} \right] + O \left[\frac{1}{\omega^2} \right].
\end{aligned} \tag{3.87}$$

Neste trabalho serão considerados apenas os dois primeiros termos das séries das Eqs. (3.86) e (3.87) na obtenção da formulação no domínio do tempo, que são os termos mais significativos na análise *early-time*, ou seja, para altas

frequências. Na Seção 3.2.7 serão apresentados alguns estudos de casos para demonstrar a precisão das aproximações feitas na formulação da TD-GO e da TD-UTD para superfícies de condutividade finita.

Pode-se observar que o primeiro termo das Eqs. (3.86) e (3.87) é independente da frequência ω , enquanto os outros termos variam com potências de $1/\omega$, caracterizando expansões assintóticas em alta frequência que têm a seguinte forma geral:

$$\tilde{F}(\omega) \approx \sum_{m=0}^{\infty} (-1)^{m+1} (j\omega)^{-m-1} a_m, \quad \omega \rightarrow \infty \quad (3.88)$$

onde a_m é uma constante em relação à frequência e m é um inteiro.

Apenas para simplificar a notação das Eqs. (3.86) e (3.87), elas serão reescritas da seguinte forma:

$$\begin{aligned} R_s^a(\omega, \alpha) &= r_{1s}(\alpha) + \frac{j}{\omega} r_{2s}(\alpha) \\ R_h^a(\omega, \alpha) &= r_{1h}(\alpha) + \frac{j}{\omega} r_{2h}(\alpha) \\ \overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega, \alpha) &= R_s^a(\omega, \alpha) \hat{\beta}_r \hat{\beta}_i + R_h^a(\omega, \alpha) \hat{\phi}_r \hat{\phi}_i \end{aligned} \quad (3.89)$$

onde $R_{s,h}^a(\omega, \alpha)$ são as aproximações assintóticas das Eqs. (3.7) e (3.8), $\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega, \alpha)$ é a diádica de reflexão aproximada para altas frequências e os termos $r_{1s,h}$ e $r_{2s,h}$ são dados por:

$$r_{1s}(\alpha) = \frac{\text{sen}\alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}}{\text{sen}\alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}} \quad (3.90)$$

$$r_{1h}(\alpha) = \frac{\varepsilon_r \text{sen}\alpha - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}}{\varepsilon_r \text{sen}\alpha + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha}} \quad (3.91)$$

$$r_{2s}(\alpha) = \frac{(\sigma/\varepsilon_0) \text{sen}\alpha}{\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} \left(\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} + \text{sen}\alpha \right)^2} \quad (3.92)$$

$$r_{2h}(\alpha) = \frac{\sigma/\varepsilon_0 (2 \cos^2 \alpha - \varepsilon_r) \text{sen}\alpha}{\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} \left(\sqrt{\varepsilon_r - \cos^2 \alpha} + \varepsilon_r \text{sen}\alpha \right)^2} . \quad (3.93)$$

O parâmetro r_{1s} corresponde ao primeiro termo da série da Eq. (3.86) e $j r_{2s}/\omega$ corresponde ao segundo termo desta série. O mesmo vale para r_{1h} e $j r_{2h}/\omega$ em relação à Eq. (3.87). Pode-se observar que os termos $r_{1s,h}$ e $r_{2s,h}$ são independentes de ω .

Essa aproximação dos coeficientes de reflexão será utilizada a seguir na obtenção da formulação da TD-GO e da TD-UTD para a consideração de perdas. A consideração de termos $O[1/\omega^n]$ com $n \geq 2$ nas Eqs. (3.86) e (3.87) torna a aproximação em série dos coeficientes de reflexão mais precisas. No entanto, como mostram os resultados apresentados na Seção 3.2.7, a aproximação utilizada considerando apenas os dois primeiros termos das expansões em série dos coeficientes de reflexão já fornecem resultados bastante precisos.

TD-GO para Superfícies de Condutividade Finita

Considerando a aproximação em alta frequência dos coeficientes de reflexão de Fresnel apresentada na seção anterior, o campo aproximado da GO para cálculo da reflexão em superfícies de condutividade finita é dado por [Eq. (3.60)]

$$\mathbf{E}^r(s_i, s_r, \omega) \approx \overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega) \cdot \mathbf{E}_0(\omega) A(s_i) A_r(s_r) e^{-jk(s_i+s_r)}, \quad (3.94)$$

onde $\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega)$ é a diádica de reflexão aproximada para a consideração de perdas dada pela Eq. (3.89).

Aplicando-se a ATT à Eq. (3.94), obtem-se a resposta impulsional analítica aproximada do campo refletido da TD-GO para superfícies de condutividade finita, através da transformada

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_I^+(s_i, s_r, t) &\approx \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega) \cdot \hat{p} A(s_i) A_r(s_r) e^{-jk(s_i+s_r)} e^{j\omega t} d\omega \\ &\approx A(s_i) A_r(s_r) \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega) e^{j\omega(t-s_i/c-s_r/c)} d\omega \cdot \hat{p} \\ &\approx \overline{\overline{\mathbf{R}^a}}^+(t-s_i/c-s_r/c) \cdot \hat{p} A(s_i) A_r(s_r), \end{aligned} \quad (3.95)$$

onde $\overline{\mathbf{R}^a}^+(t)$ é a diádica de reflexão aproximada para a consideração de perdas no domínio do tempo, dada por

$$\overline{\mathbf{R}^a}^+(t) = \overline{R_s^a}^+(t) \hat{\beta}_r \hat{\beta}_i + \overline{R_h^a}^+(t) \hat{\phi}_r \hat{\phi}_i, \quad (3.96)$$

com

$$\overline{R_{s,h}^a}^+(t) = r_{1s,h}(\alpha) \delta^+(t) + \frac{j r_{2s,h}(\alpha)}{\pi} [\ln(t) + \gamma - j\pi], \quad (3.97)$$

$r_{1s,h}$ e $r_{2s,h}$ dados pelas Eqs. (3.90)–(3.93) e $\gamma = 0,577216\dots$ é a constante de Euler.

O segundo termo da Eq. (3.97) foi obtido sabendo-se que, de acordo com a Ref. [51], expansões em alta frequência da forma da Eq. (3.88) possuem transformadas analíticas da forma:

$$\overline{F}^+(t) \approx \frac{j}{\pi} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{a_m t^m}{m!} [\ln(t) - \psi(m+1) - j\pi] \quad (3.98)$$

onde

$$\psi(m+1) = -\gamma + \sum_{l=1}^m \frac{1}{l}, \text{ para } m \geq 1.$$

A aproximação adotada para o coeficiente de reflexão de Fresnel utiliza apenas os dois primeiros termos das Eqs. (3.86) e (3.87), que corresponde a uma constante em relação à frequência ($r_{1s,h}$) mais o termo correspondente a $m = 0$ da expressão (3.88). Com isso, a Eq. (3.98) para $m = 0$ é

$$\overline{F}^+(t) \approx \frac{j a_0}{\pi} [\ln(t) + \gamma - j\pi], \quad (3.99)$$

onde o termo a_0 , na Eq. (3.97), corresponde ao termo $r_{2s,h}$.

Assim, as Eqs. (3.95)–(3.97) foram obtidas da aplicação da ATT termo a termo na expressão (3.94), utilizando o fato de que a transformada analítica de uma constante é definida pela função delta analítica e que expansões da forma da Eq. (3.88) têm transformada da forma da Eq. (3.98). A utilização

apenas de termos com $m = 0$ na Eq. (3.98) equivale aos termos com $m = 0$ da Eq. (3.88), que corresponde aos dois primeiros termos da expansão em série dos coeficientes de reflexão de Fresnel.

Reflexões Sucessivas

As Eqs. (3.94)–(3.97) são válidas para o caso de trajetórias que sofrem apenas uma reflexão da fonte ao ponto de observação. Para o caso de duas ou mais reflexões sucessivas, o campo refletido no domínio da frequência é dado pela aplicação sucessiva da Eq. (3.3) para os vários pontos de reflexão. Por exemplo, o campo total num dado ponto de observação $\mathbf{O}$ após sofrer duas reflexões pode ser escrito como:

$$\mathbf{E}^r(\mathbf{O}, \omega) = \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_2) \cdot [\overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_1) \cdot \mathbf{E}_0(\omega)] A(s_i) e^{-jks_i} A_r(s_1) e^{-jks_1} A_r(s_2) e^{-jks_2}, \quad (3.100)$$

onde $\mathbf{E}^r(\mathbf{O}, \omega)$ é o campo refletido no ponto de observação $\mathbf{O}$, α_1 e α_2 são os ângulos de incidência no primeiro e no segundo pontos de reflexão respectivamente, s_1 é a distância entre os dois pontos de reflexão, s_2 é a distância entre o segundo ponto de reflexão e o observador $\mathbf{O}$ e $\overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega)$ é a diádica de reflexão dada pelas Eqs. (3.5), (3.7) e (3.8). De forma mais geral, após N_R reflexões, o campo total em $\mathbf{O}$ pode ser escrito como:

$$\mathbf{E}^r(\mathbf{O}, \omega) = \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_{N_R}) \cdot \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_{N_R-1}) \cdot \dots \cdot [\overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_1) \cdot \mathbf{E}_0(\omega)] A(s_i) e^{-jks_i} A_r(s_{N_R}) e^{-jks_{N_R}} A_r(s_{N_R-1}) e^{-jks_{N_R-1}} \dots A_r(s_1) e^{-jks_1}, \quad (3.101)$$

onde α_{N_R} é o ângulo de incidência da N_R -ésima reflexão, s_{N_R} é a distância da N_R -ésima trajetória refletida e $A_r(s_{N_R})$ é o fator de espalhamento correspondente ao N_R -ésimo percurso.

A obtenção da formulação no domínio do tempo para a consideração de perdas no campo com múltiplas reflexões será feita aplicando-se a ATT na

Eq. (3.101), resultando na seguinte expressão:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_I^+(s, t) &= \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_{N_R}) \cdot \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_{N_R-1}) \cdot \dots \cdot [\overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_1) \cdot \hat{p}] \\ &\quad \times A(s_i) e^{-jks_i} \left[\prod_{m=1}^{N_R} A_r(s_m) e^{-jks_m} \right] e^{j\omega t} d\omega. \end{aligned} \quad (3.102)$$

No entanto, a transformada definida pela Eq. (3.102) não é obtida analiticamente.

Com isso, essa transformada será avaliada considerando aproximações no regime de altas frequências para os campos com múltiplas reflexões, da mesma forma que foi feito para a formulação da GO para uma reflexão. Fazendo uma expansão assintótica em alta frequência dos coeficientes de reflexão de Fresnel considerando N_R reflexões, obtém-se:

$$\begin{aligned} [R_s^a(\omega)]_{N_R} &= r_{3s} + \frac{j}{\omega} r_{4s} \\ [R_h^a(\omega)]_{N_R} &= r_{3h} + \frac{j}{\omega} r_{4h} \\ [\overline{\overline{\mathbf{R}}}^a(\omega)]_{N_R} &= \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_{N_R}) \cdot \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_{N_R-1}) \cdot \dots \cdot \overline{\overline{\mathbf{R}}}(\omega, \alpha_1) \\ &= [R_s^a(\omega)]_{N_R} \hat{\beta}_r \hat{\beta}_i + [R_h^a(\omega)]_{N_R} \hat{\phi}_r \hat{\phi}_i \end{aligned} \quad (3.103)$$

onde $[R_{s,h}^a(\omega)]_{N_R}$ são as aproximações assintóticas das Eqs. (3.7) e (3.8), considerando N_R reflexões, $[\overline{\overline{\mathbf{R}}}^a(\omega)]_{N_R}$ é a diádica de reflexão aproximada para N_R reflexões e os termos $r_{3s,h}$ e $r_{4s,h}$ são dados por:

$$r_{3s,h} = r_{1s,h}(\alpha_1) \cdot r_{1s,h}(\alpha_2) \cdot r_{1s,h}(\alpha_3) \cdot \dots \cdot r_{1s,h}(\alpha_{N_R}) = \prod_{m=1}^{N_R} r_{1s,h}(\alpha_m), \quad (3.104)$$

e

$$\begin{aligned} r_{4s,h} &= r_{3s,h} \cdot \left[\frac{r_{2s,h}(\alpha_1)}{r_{1s,h}(\alpha_1)} + \frac{r_{2s,h}(\alpha_2)}{r_{1s,h}(\alpha_2)} + \frac{r_{2s,h}(\alpha_3)}{r_{1s,h}(\alpha_3)} + \dots + \frac{r_{2s,h}(\alpha_{N_R})}{r_{1s,h}(\alpha_{N_R})} \right] \\ &= r_{3s,h} \cdot \left[\sum_{m=1}^{N_R} \frac{r_{2s,h}(\alpha_m)}{r_{1s,h}(\alpha_m)} \right], \end{aligned} \quad (3.105)$$

onde $r_{1s,h}$ e $r_{2s,h}$ são dados pelas Eqs. (3.90)–(3.93) e α_m é o ângulo de incidência da m -ésima reflexão.

Considerando a aproximação da diádica de reflexão da Eq. (3.103), após N_R reflexões o campo aproximado no domínio da frequência num observador $\mathbf{O}$ pode ser escrito como:

$$\mathbf{E}^r(\mathbf{O}, \omega) \approx [\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega)]_{N_R} \cdot \mathbf{E}_0(\omega) A(s_i) e^{-jks_i} \left[\prod_{m=1}^{N_R} A_r(s_m) e^{-jks_m} \right]. \quad (3.106)$$

Aplicando a ATT na Eq. (3.106) e considerando que a Eq. (3.103) é da mesma forma da Eq. (3.89), o cálculo do campo refletido no domínio do tempo, considerando-se N_R reflexões sucessivas, é dado por:

$$\begin{aligned} \mathbf{e}_I^+(s, t) &\approx \frac{1}{\pi} \int_0^\infty [\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega)]_{N_R} \cdot \hat{p} A(s_i) e^{-jks_i} \left[\prod_{m=1}^{N_R} A_r(s_m) e^{-jks_m} \right] e^{j\omega t} d\omega \\ &\approx A(s_i) \left[\prod_{m=1}^{N_R} A_r(s_m) \right] \frac{1}{\pi} \int_0^\infty [\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}(\omega)]_{N_R} e^{j\omega(t-s/c)} d\omega \cdot \hat{p} \\ &\approx [\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}^+(t - s/c)]_{N_R} \cdot \hat{p} A(s_i) \left[\prod_{m=1}^{N_R} A_r(s_m) \right] \end{aligned} \quad (3.107)$$

onde s é a distância total percorrida ao longo da trajetória. O termo $[\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}^+(t)]_{N_R}$ é a diádica de reflexão aproximada para a consideração de perdas no domínio do tempo para N_R reflexões sucessivas, dada por

$$[\overline{\overline{\mathbf{R}^a}}^+(t)]_{N_R} = [\overline{\overline{R_s^a}}^+(t)]_{N_R} \hat{\beta}_r \hat{\beta}_i + [\overline{\overline{R_h^a}}^+(t)]_{N_R} \hat{\phi}_r \hat{\phi}_i, \quad (3.108)$$

onde

$$[\overline{\overline{R_{s,h}^a}}^+(t)]_{N_R} \approx r_{3s,h} \overset{+}{\delta}(t) + \frac{j}{\pi} r_{4s,h} (\ln(t) + \gamma - j\pi), \quad (3.109)$$

com $r_{3s,h}$ e $r_{4s,h}$ dados pelas Eqs. (3.104) e (3.105), respectivamente.

TD-UTD Heurística para Superfícies de Condutividade Finita

O desenvolvimento da TD-UTD para a consideração de superfícies de condutividade finita segue, basicamente, os mesmos procedimentos utilizados para a obtenção da TD-UTD para condutores perfeitos. Ou seja, a ATT será aplicada na formulação correspondente da UTD no domínio da frequência. O cálculo do campo difratado no domínio da frequência para a consideração de superfícies com perdas, de acordo com o que foi proposto na Seção 3.1.3, é dado pelas Eqs. (3.27)–(3.29) através da definição de coeficientes de reflexão heurísticos, que multiplicam os coeficientes de difração originalmente propostos por Kouyoumjian e Pathak [6]. Como mostrado no início da Seção 3.2.4, a aplicação da ATT na formulação da UTD para obtenção da TD-UTD para campos difratados em arestas de condutividade finita resulta na Eq. (3.85), que não pode ser obtida analiticamente. Isso porque a forma da diádica de difração $\overline{\overline{\mathbf{D}}}(\omega)$, dada pela combinação de coeficientes de reflexão e difração, ambos dependentes da frequência angular ω , faz com que a integral da transformada não tenha solução analítica.

Da mesma forma que foi feito para a obtenção da TD-GO para a consideração de perdas, será adotada uma versão aproximada dos coeficientes de reflexão de Fresnel, dada pelas Eqs. (3.89)–(3.93) e (3.103)–(3.105), para se obter a TD-UTD para superfícies de condutividade finita. Assim, utilizando as aproximações assintóticas dos coeficientes de reflexão, a aplicação da ATT no campo difratado em arestas de condutividade finita resulta na seguinte expressão:

$$\mathbf{e}_I^{+d}(s_i, s_d, t) = \frac{1}{\pi} \int_0^\infty \overline{\overline{\mathbf{D}}}^{\mathbf{a}}(\omega) \cdot \hat{p} A(s_i) A_d(s_d) e^{-jk(s_i+s_d)} e^{j\omega t} d\omega, \quad (3.110)$$

onde $\overline{\overline{\mathbf{D}}}^{\mathbf{a}}(\omega)$ é a diádica de difração aproximada para altas frequências, dada

por

$$\overline{\mathbf{D}^a}(\omega) = D_s^a(\omega) \hat{\beta}_d \hat{\beta}_i + D_h^a(\omega) \hat{\phi}_d \hat{\phi}_i . \quad (3.111)$$

O termo $D_{s,h}^a(\omega)$ é um coeficiente de difração aproximado no domínio da frequência, baseado nos coeficientes de difração heurísticos definidos nas Eqs. (3.27)–(3.28) para a consideração de perdas. A diferença é que agora $D_{s,h}^a(\omega)$ utiliza a aproximação assintótica dos coeficientes de reflexão de Fresnel $R_{s,h}^a(\omega)$, dada pelas Eqs. (3.89)–(3.93) e (3.103)–(3.105), ao invés dos coeficientes em sua forma original. Assim,

$$D_{s,h}^a = G \left\{ \left[W_{s,h}^a D_1 + R_{s,h}^a(\alpha_n) D_3 \right] + \left[D_2 + R_{s,h}^a(\alpha_0) D_4 \right] \right\} , \quad (3.112)$$

ou

$$D_{s,h}^a = G \left\{ \left[D_1 + R_{s,h}^a(\alpha_0) D_3 \right] + \left[W_{s,h}^a D_2 + R_{s,h}^a(\alpha_n) D_4 \right] \right\} , \quad (3.113)$$

onde $D_{1...4}$ são os coeficientes usuais da UTD expressos nas Eqs. (3.17)–(3.20), o fator G é igual a $1/2$ quando ocorre incidência rasante e 1 caso contrário, $R_{s,h}^a$ são os coeficientes de reflexão de Fresnel aproximados expressos nas Eqs. (3.89)–(3.93) e $W_{s,h}^a$ é definido por [Eq. (3.103)–(3.105)]:

$$W_{s,h}^a = r_{1s,h}(\alpha_0) \cdot r_{1s,h}(\alpha_n) + \frac{j}{\omega} [r_{1s,h}(\alpha_0) \cdot r_{2s,h}(\alpha_n) + r_{1s,h}(\alpha_n) \cdot r_{2s,h}(\alpha_0)] \quad (3.114)$$

onde $r_{1s,h}(\alpha)$ e $r_{2s,h}(\alpha)$ são dados pelas Eqs. (3.90)–(3.93) e α_0 e α_n são definidos de acordo com a Tabela 3.1. As Eqs. (3.112) e (3.113) são utilizadas nas mesmas situações das Eqs. (3.27) e (3.28). Ou seja, a Eq. (3.112) é usada quando apenas uma das faces está iluminada e $\phi_i \leq (n\pi/2)$, ou quando ambas as faces são iluminadas e o observador está entre as duas fronteiras de sombra de reflexão. Caso contrário, a Eq. (3.113) é utilizada.

No entanto, diferentemente do que ocorreu no caso da aplicação da ATT na formulação da GO considerando aproximações assintóticas dos coeficientes

de reflexão, a integral da Eq. (3.110) não apresenta solução analítica. Mais especificamente, os termos de $D_{s,h}^a$ que contêm a expressão j/ω devido aos coeficientes de reflexão aproximados $R_{s,h}^a$ e $W_{s,h}^a$, não convergem. Essa variação com $1/\omega$ aparece no segundo termo da expansão assintótica dos coeficientes de reflexão de Fresnel. Uma possível solução para este problema é adotar apenas o primeiro termo das expansões das Eqs. (3.89) e (3.103). Assim, os termos $R_{s,h}^a$ e $W_{s,h}^a$ das Eqs. (3.112) e (3.113) serão reescritos como:

$$\begin{aligned} R_{s,h}^a(\alpha_{0,n}) &= r_{1s,h}(\alpha_{0,n}) \\ W_{s,h}^a &= r_{1s,h}(\alpha_0) \cdot r_{1s,h}(\alpha_n) . \end{aligned} \quad (3.115)$$

Com isso, a menos de algumas constantes, a integral da ATT para obtenção da TD-UTD para superfícies de condutividade finita possui a mesma forma da expressão para obtenção da TD-UTD para condutores perfeitos, dada pela Eq. (3.65). Isso acontece pois os coeficientes de reflexão aproximados que multiplicam os coeficientes de difração nas Eqs. (3.112) e (3.113) são constantes em relação à frequência angular ω .

Utilizando, então, essas aproximações para o coeficiente de difração na ATT da Eq. (3.110), obtemos a seguinte formulação da TD-UTD para a consideração de superfícies com perdas:

$$\mathbf{e}_I^d(s_i, s_d, t) = \overline{\overline{\mathbf{D}^a}}^+(t - s_i/c - s_d/c) \cdot \hat{p} A(s_i) A_d(s_d) . \quad (3.116)$$

onde:

$$\overline{\overline{\mathbf{D}^a}}^+(t) = \overline{\overline{D_s^a}}^+(t) \hat{\beta}_i \hat{\beta}_d + \overline{\overline{D_h^a}}^+(t) \hat{\phi}_i \hat{\phi}_d . \quad (3.117)$$

Os termos $\overline{\overline{D_{s,h}^a}}^+(t)$ são definidos como

$$\overline{\overline{D_{s,h}^a}}^+(t) = G \left\{ \left[W_{s,h}^a \overline{\overline{D_1}}^+(t) + R_{s,h}^a(\alpha_n) \overline{\overline{D_3}}^+(t) \right] + \left[\overline{\overline{D_2}}^+(t) + R_{s,h}^a(\alpha_0) \overline{\overline{D_4}}^+(t) \right] \right\} , \quad (3.118)$$

ou

$$D_{s,h}^+(t) = G \left\{ \left[\bar{D}_1^+(t) + R_{s,h}^a(\alpha_0) \bar{D}_3^+(t) \right] + \left[W_{s,h}^a \bar{D}_2^+(t) + R_{s,h}^a(\alpha_n) \bar{D}_4^+(t) \right] \right\}. \quad (3.119)$$

onde $\bar{D}_{1...4}^+(t)$ têm a mesma forma dos coeficientes apresentados nas Eqs. (3.80)–(3.83) e $R_{s,h}^a(\alpha_{0,n})$ e $W_{s,h}^a$ são dados pelas Eqs. (3.115). As Eqs. (3.118) e (3.119) são utilizadas nas mesmas situações das Eqs. (3.112) e (3.113), respectivamente.

A consideração apenas do primeiro termo das expansões assintóticas dos coeficientes de reflexão de Fresnel também foi adotada para o cálculo do campo de trajetórias que sofrem múltiplas reflexões e uma difração, resultando na seguinte expressão:

$$\mathbf{e}_I^+(s, t) = \bar{\mathbf{D}}^+(t - s/c) \cdot \hat{p} A(s_i) A_d(s_d) \left[r_{3s,h} \prod_{m=1}^{N_R} A_r(s_m) \right]. \quad (3.120)$$

onde s é a distância total percorrida pela trajetória, $r_{3s,h}$ é dado pela Eq. (3.104) e N_R é o número de reflexões.

Algumas observações referentes à formulação da TD-UTD proposta para a consideração das perdas são: apesar de aproximadas, no regime *early-time* as soluções apresentadas são importantes para uma correta determinação das amplitudes dos campos espalhados em superfícies de condutividade finita; os tratamentos diferenciados no desenvolvimento da TD-GO e da TD-UTD, causam descontinuidades nas fronteiras de sombra; da mesma forma que a TD-UTD para superfícies condutoras perfeitas, a TD-UTD para a consideração de perdas é válida apenas para trajetórias que sofrem no máximo uma difração. A consideração de mais de uma difração no domínio do tempo não será tratada neste trabalho, ficando como sugestão para trabalhos futuros.

3.2.5 Excitações no Domínio do Tempo

A formulação para cálculo do campo no domínio do tempo apresentada nas Seções 3.2.2–3.2.4 determina a resposta ao impulso das trajetórias direta, refletidas e difratadas, para superfícies condutoras perfeitas ou com perdas. Como mencionado na Seção 3.2.1, uma vez conhecida a resposta ao impulso é possível obter respostas a excitações arbitrárias através de convoluções, de acordo com a Eq. (3.51). Se a excitação no domínio da frequência for modelada utilizando funções exponenciais da forma [51]

$$E_0(\omega) = \sum_{n=1}^N B_n e^{-\gamma_n \omega}, \quad \text{para } \omega > 0, \quad (3.121)$$

onde a expressão analítica desta excitação no domínio do tempo é

$$\overset{+}{e}_0(t) = \frac{j}{\pi} \sum_{n=1}^N \frac{B_n}{t + j\gamma_n} = \sum_{n=1}^N B_n \overset{+}{\delta}(t + j\gamma_n), \quad (3.122)$$

então a convolução de excitações da forma da Eq. (3.122) com as respostas ao impulso de campos direto, refletidos e difratados pode ser avaliada de forma fechada como

$$\frac{1}{2} \overset{+}{e}_0(t) * \overset{+}{h}(t) = \sum_{n=1}^N B_n \overset{+}{h}(t + j\gamma_n), \quad (3.123)$$

onde B_n e γ_n são constantes que definem a amplitude e a forma da excitação e $\overset{+}{h}(t)$ é uma função analítica arbitrária. Se a função $\overset{+}{h}(t)$ corresponde à resposta impulsional da TD-UTD dada pela Eq. (3.52), tem-se que a resposta temporal da TD-UTD para uma excitação na forma da Eq. (3.122) é

$$\overset{+}{\mathbf{e}}(t) = \sum_{n=1}^N B_n \left[\overset{+}{\mathbf{e}}_I^i(t + j\gamma_n) U_i + \overset{+}{\mathbf{e}}_I^r(t + j\gamma_n) U_r + \overset{+}{\mathbf{e}}_I^d(t + j\gamma_n) \right]. \quad (3.124)$$

Nas simulações efetuadas neste trabalho foram adotadas excitações na forma da Eq. (3.122) representando pulsos temporalmente estreitos. Excitações desta forma, além de convoluírem analiticamente com a resposta ao impulso da TD-UTD, são mais realistas por apresentarem um espectro de

frequência limitado em banda e duração finita [51]. Uma função mais conveniente da forma mais geral da Eq. (3.121) pode ser escrita como [51]

$$E_0^i(\omega) = C_0(1 - e^{-\omega T})^N e^{-\omega MT}, \quad (3.125)$$

onde

$$T = \frac{1}{2\pi f_c} \ln \left(\frac{M+N}{M} \right), \quad (3.126)$$

f_c é a frequência central do pulso, M e N são expoentes que definem o formato do pulso e C_0 é uma constante de normalização que torna a amplitude da excitação unitária quando se está na frequência central, sendo escrita como [51]:

$$C_0 = [(M+N) M]^M [(M+N) N]^N.$$

Para $M = 1$, $N = 2$ e $f_c = 2$ GHz, o pulso apresenta os comportamentos espectral e temporal apresentados na Figura 3.21. Este pulso será adotado nas simulações da TD-UTD a serem apresentadas nas próximas seções por representar uma excitação mais realista, possibilitando comparar a resposta da TD-UTD a esta excitação com resultados fornecidos por outros métodos de cálculo e medições.

3.2.6 Transformada Discreta Inversa de Fourier

Uma outra forma de se obter o campo espalhado no domínio do tempo é através da aplicação de uma Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT - *Inverse Discrete Fourier Transform*) aos resultados obtidos no domínio da frequência. No domínio da frequência, a análise do espalhamento de sinais banda-larga envolve a avaliação de um elevado número de frequências, através, por exemplo, da GO e da UTD, com uma posterior aplicação de uma IDFT. Apesar desta técnica ser menos eficiente do que uma avaliação do espalhamento diretamente no domínio do tempo, a aplicação da IDFT

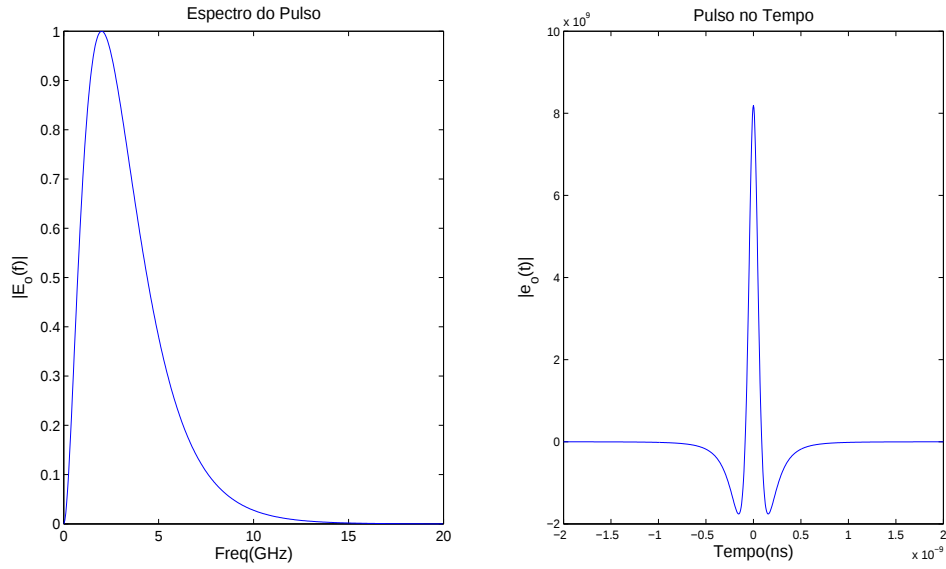


Figura 3.21: Espectro do pulso e formato da excitação para $M = 1$, $N = 2$ e $f_c = 2$ GHz.

sobre resultados no domínio da frequência fornecerá soluções de referência para a avaliação da TD-GO e da TD-UTD, especialmente para se verificar as aproximações na formulação desenvolvida na Seção 3.2.4 para a consideração de perdas.

Um cuidado que se deve ter ao se utilizar a IDFT é que esta transformada pode apresentar problemas de *aliasing* [63]. Dado um certo espectro de potência, *aliasing* pode ser definido como uma falsa translação da potência do sinal para uma frequência fora da faixa em análise [63]. Para que a análise do campo espalhado seja feita corretamente e se evite possíveis erros de *aliasing*, o maior valor de frequência a ser analisado deve ser bem superior à frequência central do espectro do pulso, o que aumenta ainda mais o número de iterações a serem consideradas. Assim, a definição da faixa de frequências significativas do sinal (BW) deve ser bem superior à do espectro

real do pulso. A discretização da frequência (Δf) ao longo desta faixa deve ser dada por:

$$\Delta f = \frac{1}{t_{final} - t_{inicial}} ,$$

onde t_{final} e $t_{inicial}$ são os limites da janela temporal considerada para a observação do comportamento temporal do sinal.

Após a obtenção dos resultados do campo espalhado para um conjunto discreto de frequências, aplica-se, então, a IDFT sobre esta amostra discreta, obtendo-se a resposta no domínio do tempo do sinal considerado. A expressão utilizada para a obtenção do campo elétrico espalhado $\mathbf{e}(t)$ no domínio do tempo via IDFT é [63]

$$\mathbf{e}(t) = \Delta f \sum_{n=0}^N 2 \mathbf{E}_n(\omega) e^{j2\pi t \cdot \Delta t \Delta f} , \quad (3.127)$$

onde N é o número de frequências analisadas, $E_n(\omega)$ são as componentes do campo calculadas para as diversas frequências e o passo para a discretização da janela temporal é $\Delta t = 1/BW = (t_{final} - t_{inicial})/N$.

3.2.7 Estudos de caso: cenários bidimensionais

De forma a investigar a aplicabilidade e a precisão da formulação da TD-UTD, tanto para superfícies condutoras perfeitas quanto para superfícies com perdas, serão apresentadas análises em cenários bidimensionais do campo espalhado no domínio do tempo. Em todas as situações propostas, os resultados obtidos através da TD-UTD serão comparados com os fornecidos através da UTD com uma posterior aplicação da IDFT. A fonte utilizada nas análises seguintes foi um pulso como aquele definido na Seção 3.2.3. Os parâmetros que definem a forma do pulso são: $f_c = 2$ GHz, $M = 1$, $N = 2$, com a forma apresentada na Figura 3.21. Como fonte, foram utilizadas

uma linha de corrente elétrica para a polarização TMz e magnética para a polarização TEz.

Os cenários a serem analisados são os apresentados nas Figuras 3.22(a)–3.22(c), onde cada obstáculo possui a maior dimensão da ordem de 50λ , considerando a frequência central do pulso ($f_c = 2$ GHz). A Figura 3.22(a) apresenta o cenário, as posições do transmissor (T) e do receptor (R) e as trajetórias direta e refletidas (número máximo de reflexões $N_R = 3$). Nas Figs. 3.22(b) e 3.22(c), o cenário da Figura 3.22(a) é mantido, porém as posições do transmissor e receptor são alteradas para se analisar trajetórias que sofrem apenas difração [Figura 3.22(b)] e trajetórias mistas, ou seja, que sofrem difração e reflexões [Figura 3.22(c)]. Nas simulações referentes à TD-UTD, o número máximo de difrações (N_D) considerado, tanto para superfícies CEP quanto para condutores com perdas, foi $N_D = 1$, como mencionado nas Seções 3.2.3 e 3.2.4.

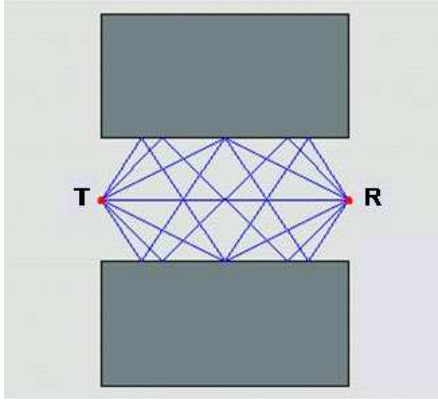
As Figs. 3.23–3.25 apresentam o campo espalhado nos cenários das Figs. 3.22(a)–3.22(c), considerando os obstáculos como condutores elétricos perfeitos. Nestes resultados pode-se notar uma grande concordância entre as amplitudes dos campos espalhados obtidos via TD-UTD e UTD+IDFT, tanto para a polarização TMz quanto para a polarização TEz. Esta concordância entre UTD e TD-UTD é esperada, pois a TD-UTD para CEP é obtida analiticamente através de uma transformada a partir da UTD, sem nenhuma aproximação. Analisando as trajetórias do cenário da Fig. 3.22(a), é possível discriminar quatro pulsos principais na Fig. 3.23: o primeiro é correspondente ao raio direto, e o segundo, terceiro e quarto pulsos correspondem às trajetórias refletidas (raios que sofreram 1, 2 e 3 reflexões, respectivamente). Nas trajetórias do cenário da Fig. 3.22(b), é possível discriminar dois pulsos na Fig. 3.24, cada um correspondente a um raio difratado.

Ainda utilizando os cenários das Figs. 3.22(a)–3.22(c), é investigado o comportamento das formulações da TD-GO e da TD-UTD propostas na Seção 3.2.4 para a consideração de perdas na análise do campo espalhado no domínio do tempo. Os obstáculos possuem $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m.

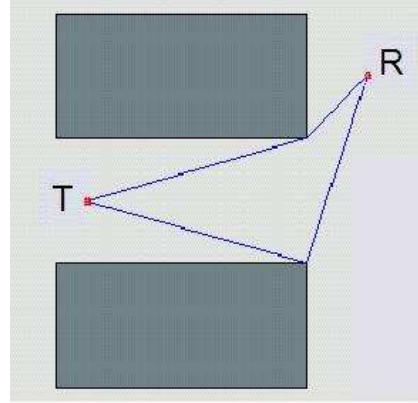
As Figs. 3.26–3.28 mostram os resultados do campo para os pulsos refletidos no ambiente da Fig. 3.22(a) individualmente: a Fig. 3.26 avalia a trajetória que sofreu apenas uma reflexão, a Fig. 3.27, trajetórias que sofreram duas reflexões e a Fig. 3.28, trajetórias de três reflexões. A formulação proposta para se avaliar o campo refletido em superfícies com perdas (Seção 3.2.4) é analisada considerando-se o primeiro e, posteriormente, os dois primeiros termos da série assintótica utilizada para se aproximar o coeficiente de reflexão [Eqs. (3.103)–(3.105)]. Pode-se observar que ao se considerar os dois primeiros termos da expansão assintótica dos coeficientes de reflexão de Fresnel, os resultados fornecidos pela formulação no domínio do tempo para superfícies com perdas aproximam-se mais dos calculados pela formulação da GO (Seção 3.1.1) com uma posterior aplicação da IDFT.

A Fig. 3.29 mostra os resultados do campo para o primeiro pulso difratado no ambiente da Figura 3.22(b). Já a Fig. 3.30 traz o campo espalhado na Figura 3.22(c), composto por trajetórias difratadas e refletidas. Os casos apresentados nas Figs. 3.29 e 3.30 avaliam a formulação proposta nas Eqs. (3.116)–(3.120), através da comparação com a formulação heurística da UTD para consideração de perdas (Seção 3.1.3) e uma posterior aplicação da IDFT. Já a Figura 3.31 mostra a comparação entre as formulações original da TD-UTD [51], desenvolvida para condutores perfeitos, e a proposta na Seção 3.2.4 para a consideração de perdas. Comparando os resultados das Figs. 3.30 e 3.31, podemos observar que as aproximações utilizadas para desenvolver a formulação heurística da TD-UTD para a consideração de perdas

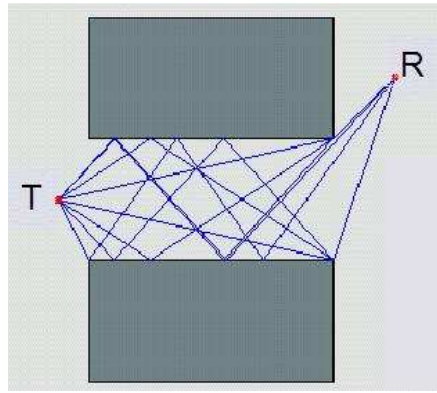
traz melhorias significativas no resultado obtido, na medida em que compara a amplitude dos campos espalhados utilizando $|R| < 1$, ao invés de $|R| = 1$, como é feito para as superfícies condutoras perfeitas.



(a) Trajetórias direta, com $N_R = 3$ e $N_D = 0$

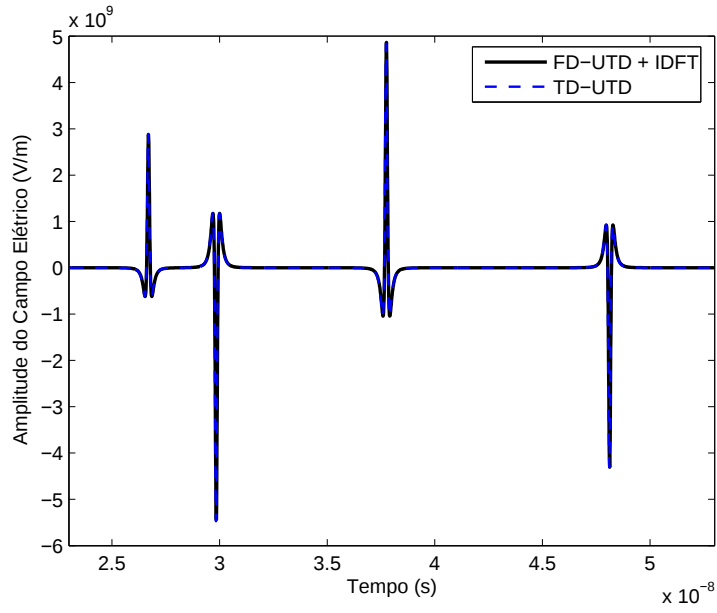


(b) Trajetórias refletidas, com $N_R = 0$ e $N_D = 1$

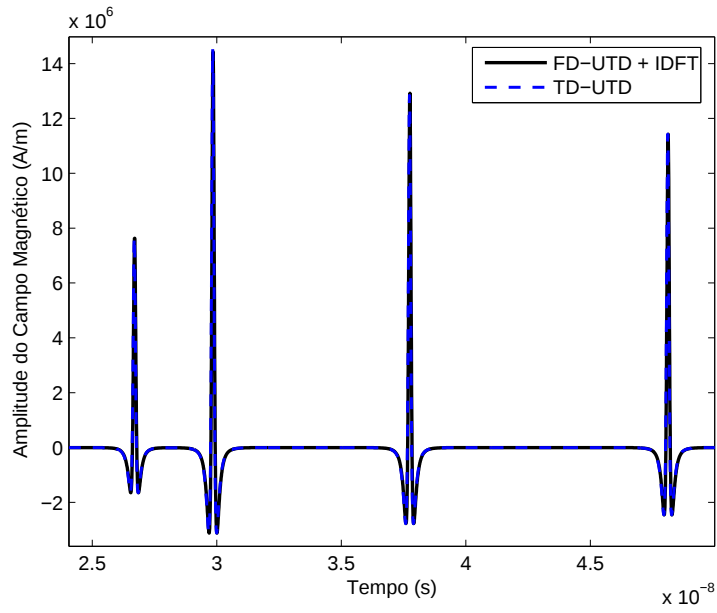


(c) Trajetórias com $N_R = 2$ e $N_D = 1$

Figura 3.22: Ambiente composto por dois cilindros de seção reta retangular.

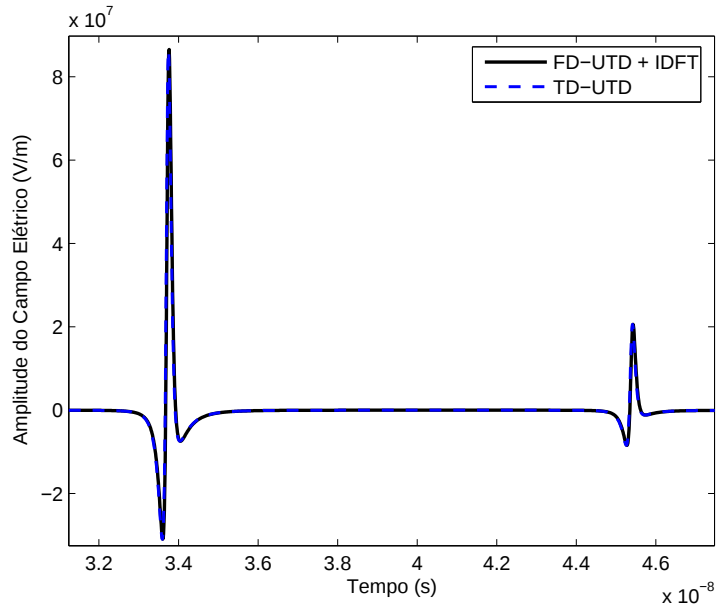


(a) Superfícies PEC - Polarização TMz

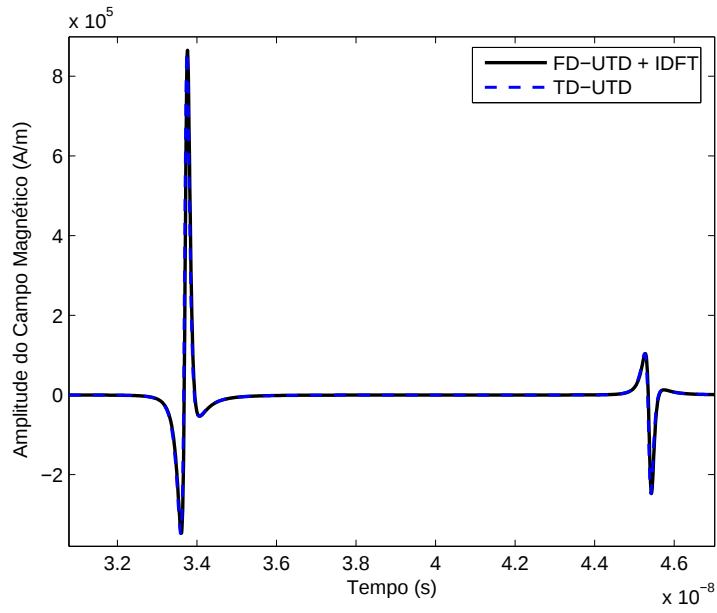


(b) Superfícies PEC - Polarização TEz

Figura 3.23: Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(a), com $N_R = 3$.

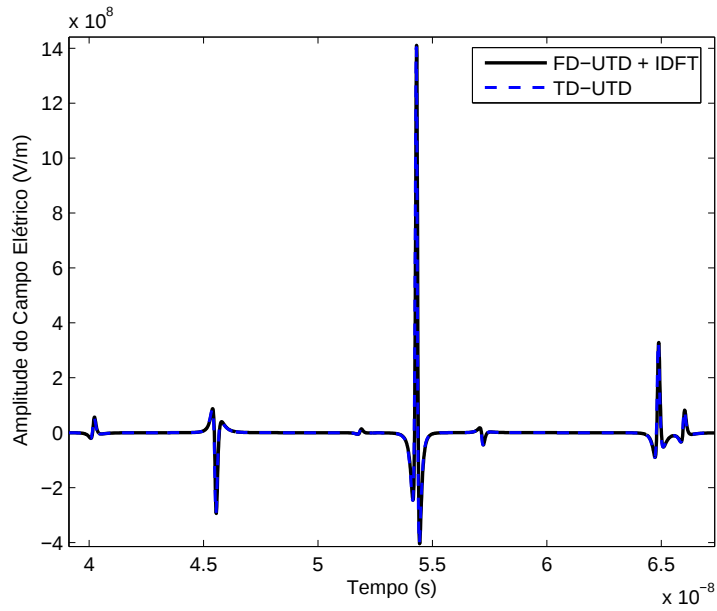


(a) Superfícies PEC - Polarização TMz

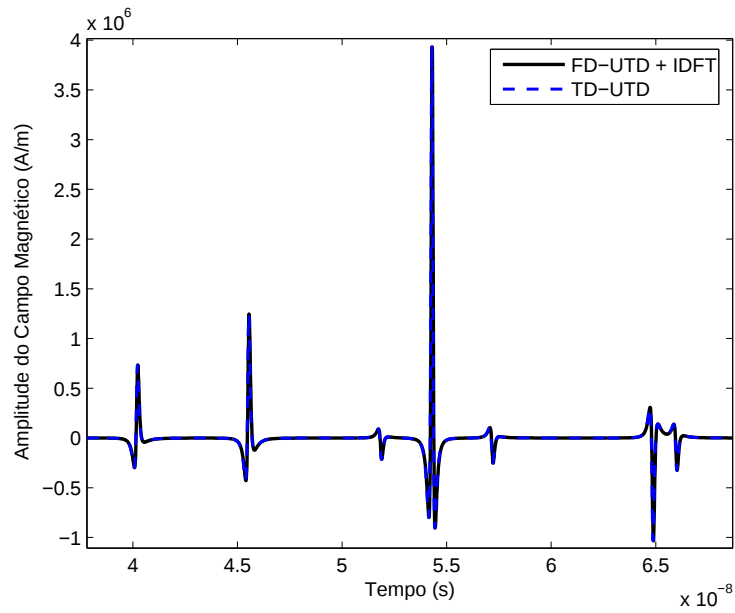


(b) Superfícies PEC - Polarização TEz

Figura 3.24: Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(b), com $N_D = 1$.

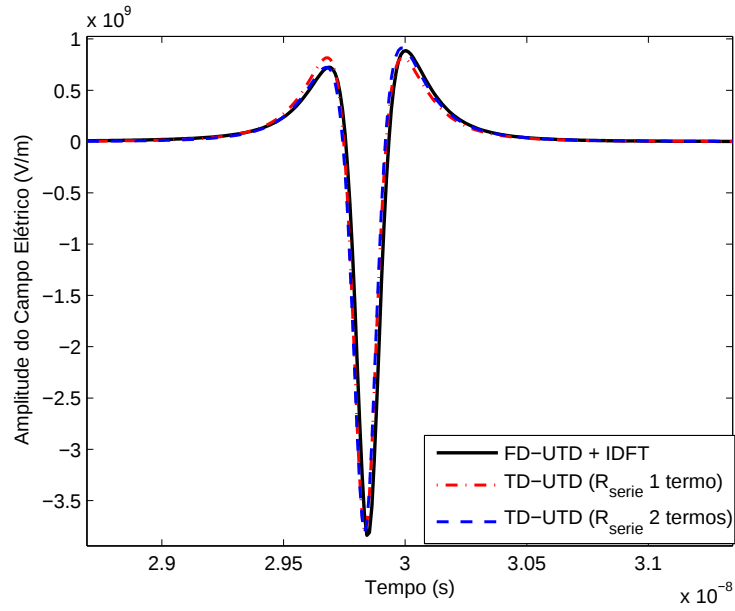


(a) Superfícies PEC - Polarização TM_z

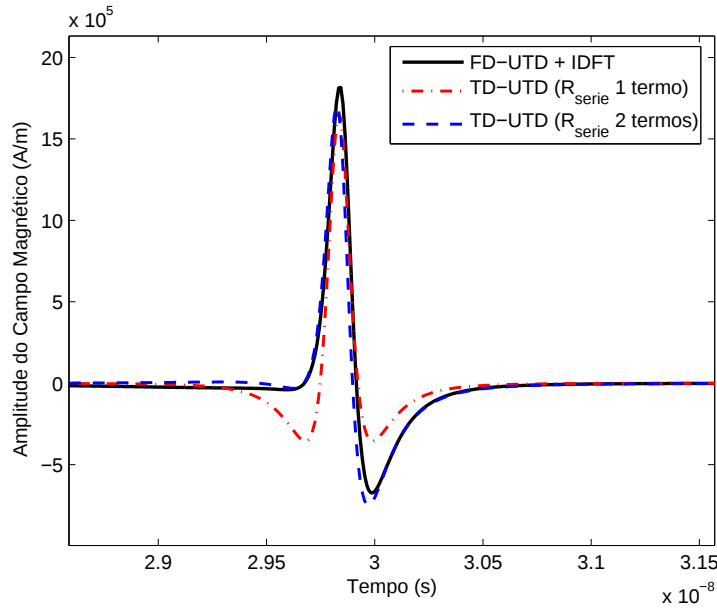


(b) Superfícies PEC - Polarização TE_z

Figura 3.25: Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(c), com $N_R = 2$ e $N_D = 1$.

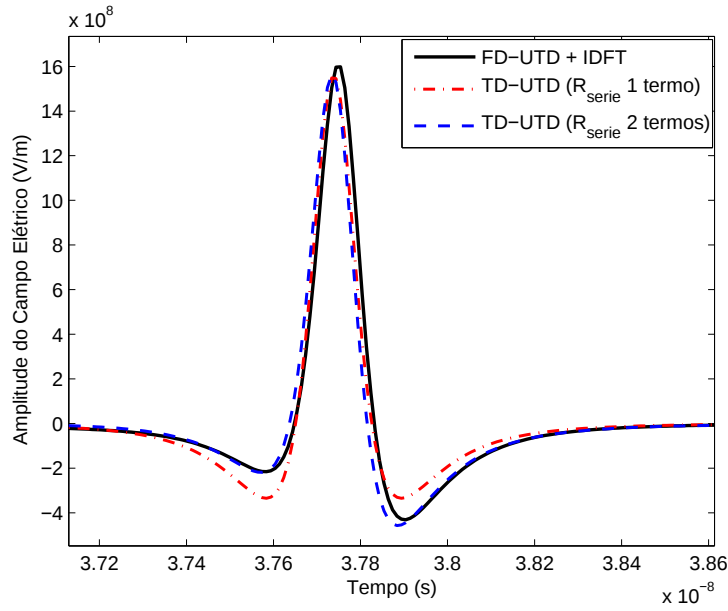


(a) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TMz

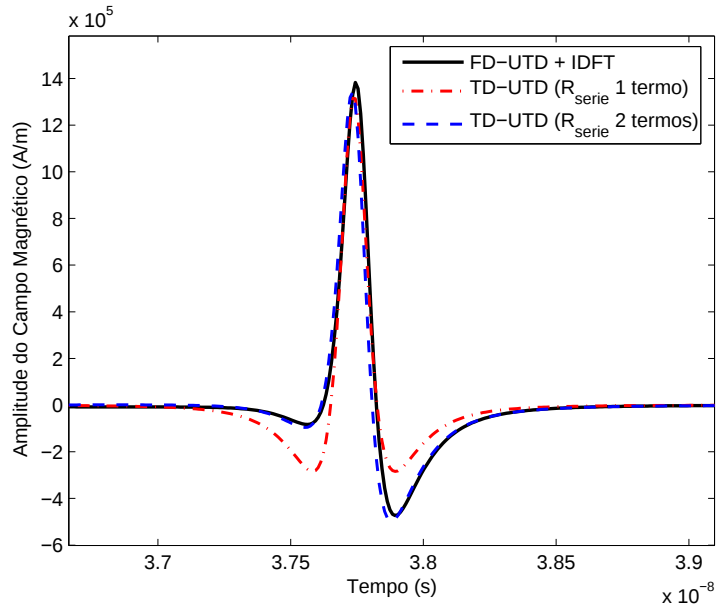


(b) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TEz

Figura 3.26: Pulso correspondente às trajetórias que sofreram 1 reflexão no cenário da Fig. 3.22(a).

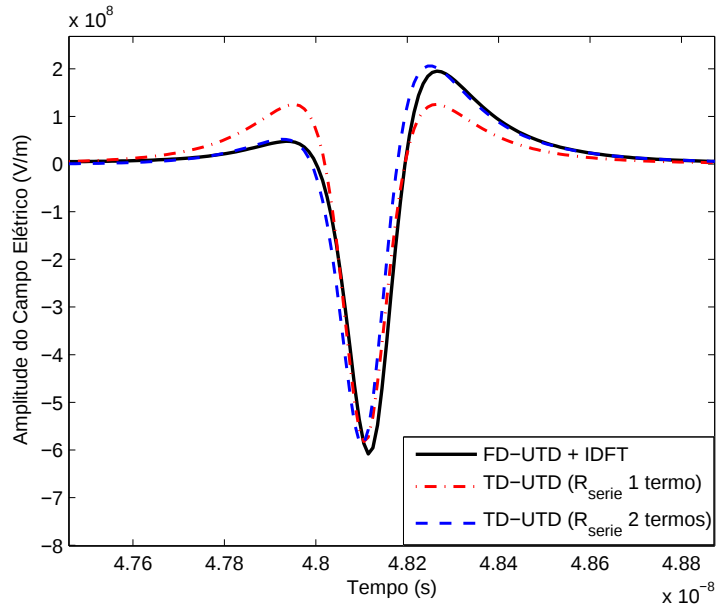


(a) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m - Polarização TMz

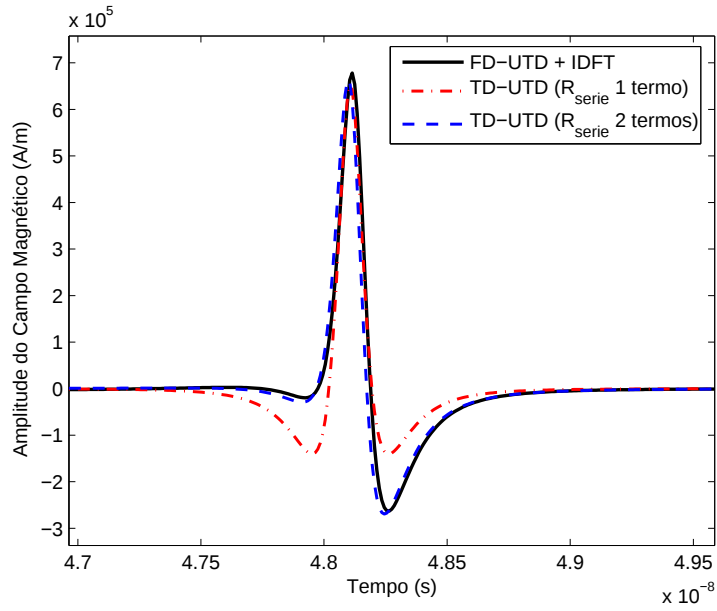


(b) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m - Polarização TEz

Figura 3.27: Pulso correspondente às trajetórias que sofreram 2 reflexões no cenário da Fig. 3.22(a).

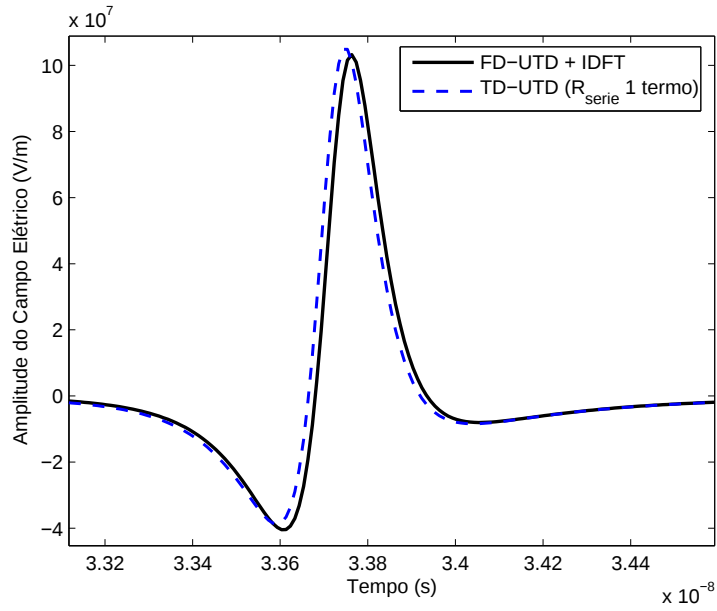


(a) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m - Polarização TMz

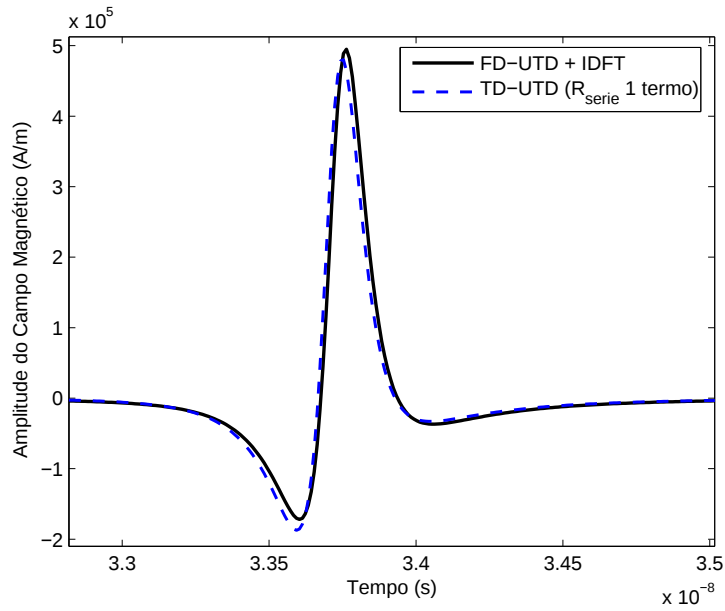


(b) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m - Polarização TEz

Figura 3.28: Pulso correspondente às trajetórias que sofreram 3 reflexões no cenário da Fig. 3.22(a).

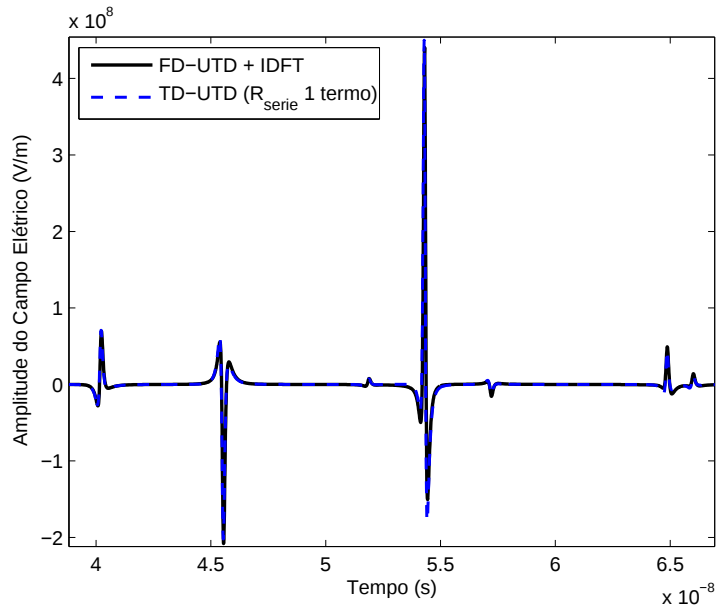


(a) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TMz

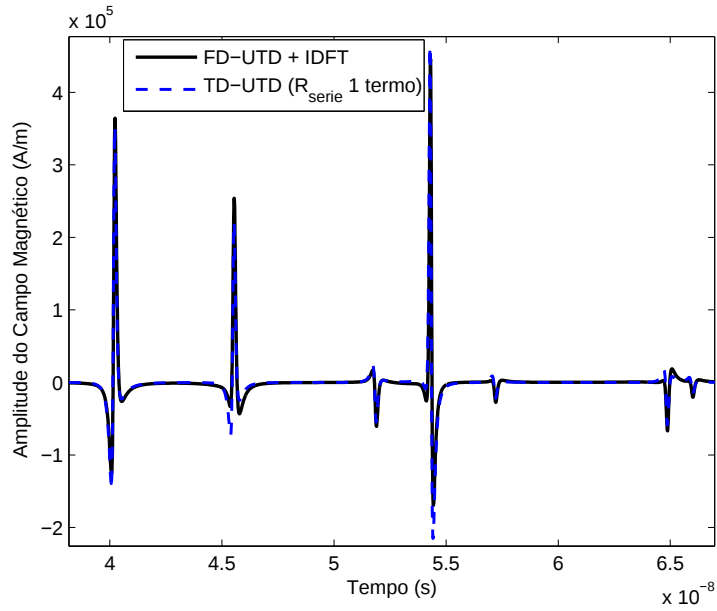


(b) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TEz

Figura 3.29: Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(b), com $N_D = 1$.

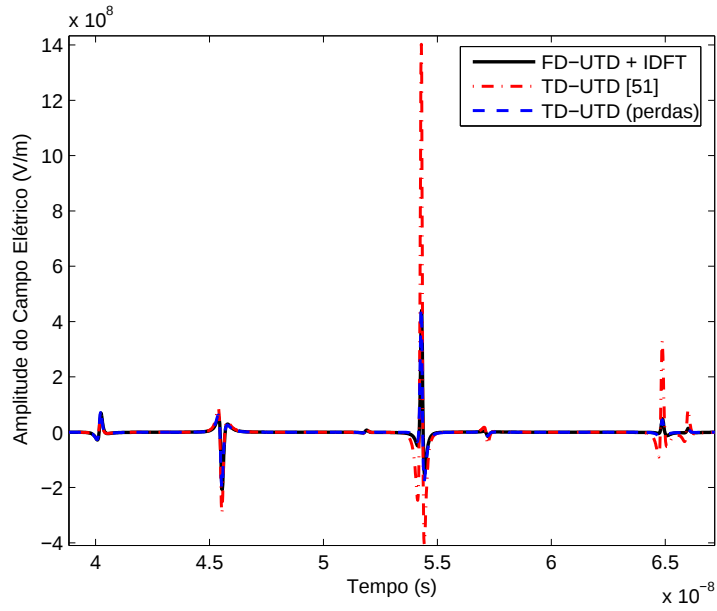


(a) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TMz

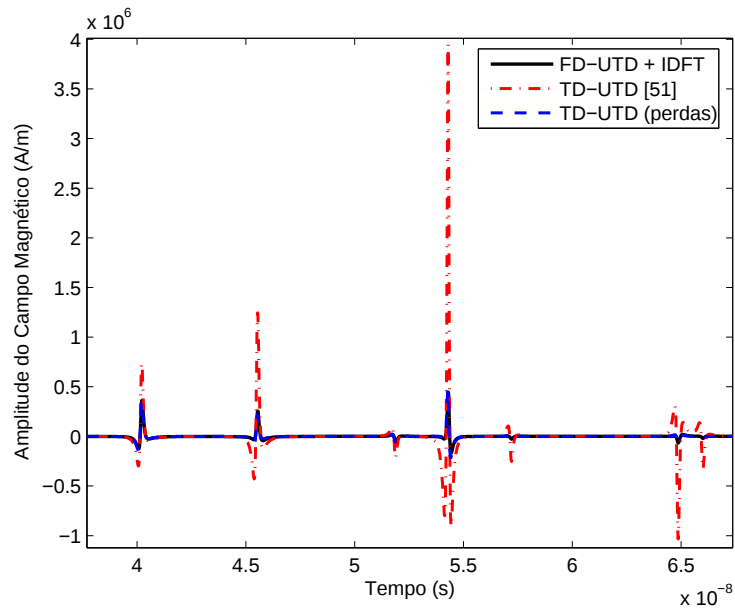


(b) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TEz

Figura 3.30: Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(c), com $N_R = 2$ e $N_D = 1$.



(a) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TMz



(b) Superfícies com $\varepsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ - Polarização TEz

Figura 3.31: Campo espalhado pelo cenário Fig. 3.22(c), com $N_R = 2$ e $N_D = 1$: comparação da formulação original da TD-UTD [51] e a proposta para a consideração de perdas.

3.3 Conclusões Parciais

Este capítulo apresentou a formulação da GO e da UTD, nos domínios da frequência e do tempo, para a avaliação assintótica do campo espalhado por superfícies condutoras perfeitas e de condutividade finita. A consideração de perdas na formulação da UTD, da TD-GO e da TD-UTD, apresentadas nas Seções 3.1.3 e 3.2.4, foram as principais contribuições deste trabalho. Mais especificamente, a contribuição na formulação da UTD foi a utilização de novos coeficientes heurísticos para cálculo da difração em arestas de condutividade finita. Em relação à TD-GO e à TD-UTD, foi proposta uma formulação analítica com solução fechada, diretamente no domínio do tempo, ao invés da avaliação numérica de integrais para a consideração de perdas no campo espalhado.

Na Seção 3.1.3 foram apresentados coeficientes heurísticos para a consideração da difração em arestas de condutividade finita. Esses coeficientes são baseados nos coeficientes de reflexão de Fresnel que multiplicam os coeficientes de difração originais da UTD. Os resultados apresentados nas Figuras 3.9–3.14 mostram a precisão da formulação proposta, quando comparada com a técnica de Maliuzhinets [60] e com outras técnicas previamente propostas em [32]–[39] para a consideração de perdas na formulação da UTD.

Na Seção 3.2.4, foram desenvolvidas as formulações da TD-GO e da TD-UTD para o tratamento de perdas através da aplicação de uma Transformada Analítica Temporal na formulação da GO e da UTD no domínio da frequência. Para que fossem obtidas soluções analíticas, o tratamento das perdas foi feito de maneira aproximada, através da consideração de expansões assintóticas dos coeficientes de reflexão de Fresnel presentes na GO e na UTD para superfícies de condutividade finita. Os resultados apresentados na Seção 3.2.7 mostram que a consideração dos dois primeiros termos das expansões dos co-

eficientes de reflexão para a obtenção da TD-GO para superfícies com perdas gera resultados bastante satisfatórios. No caso da formulação da TD-UTD, como a obtenção de uma solução analítica só foi possível considerando apenas o primeiro termo das expansões dos coeficientes heurísticos, os resultados apresentaram diferenças, quando comparados ao campo obtido no domínio da frequência sem aproximações com uma posterior aplicação da IDFT.

Capítulo 4

Estudos de Casos

Neste capítulo são apresentados exemplos de utilização das técnicas de traçado de raios e de cálculo de campo apresentadas nos Capítulos 2 e 3. Com o objetivo de validar a algoritmo implementado, em especial a formulação proposta neste trabalho para a consideração de perdas, os resultados obtidos através da UTD e da TD-UTD são comparados com outras técnicas de cálculo de campo e com medições em ambientes reais. Essas análises são feitas considerando-se ambientes com diferentes configurações, para obstáculos condutores perfeitos e de condutividade finita.

Inicialmente, os resultados da UTD serão comparados à solução da Equação Integral dos Campos Elétrico e Magnético pelo Método dos Momentos (MoM). A análise da TD-UTD será feita pela comparação com os resultados fornecidos pela UTD com uma posterior aplicação da Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT). Da análise temporal serão obtidos parâmetros utilizados na caracterização banda larga do canal rádio através do perfil de retardos. Posteriormente, serão apresentados estudos de casos em ambientes urbanos reais, onde os resultados fornecidos pelo algoritmo implementado serão comparados com medidas apresentadas na literatura [61], [62]. No Apêndice A

são apresentados exemplos do *software* implementado, mostrando as trajetórias traçadas até um receptor, os valores do campo recebido ao longo de um percurso e, finalmente, exemplo de um mapa de cobertura para um determinado ambiente.

4.1 Comparação da UTD com o Método dos Momentos

Nesta seção, resultados fornecidos pela UTD no domínio da frequência são comparados a soluções obtidas através do Método dos Momentos (MoM) [5], [60]. Estas análises foram realizadas para ambientes bidimensionais, onde a excitação utilizada foi uma linha infinita de corrente elétrica para a polarização TMz e de corrente magnética para a polarização TEz. Esta fonte produz uma onda cilíndrica, cujos campos para observadores suficientemente afastados são expressos por [7]

$$E_z(\rho, \omega) = \frac{E_0(\omega)}{\sqrt{\rho}} e^{-jk\rho} \quad \text{e} \quad H_\phi(\rho, \omega) = -\frac{E_0(\omega)}{\eta_0 \sqrt{\rho}} e^{-jk\rho}, \quad (4.1)$$

para a polarização TMz, e por

$$H_z(\rho, \omega) = \frac{H_0(\omega)}{\sqrt{\rho}} e^{-jk\rho} \quad \text{e} \quad E_\phi(\rho, \omega) = \frac{H_0(\omega)\eta_0}{\sqrt{\rho}} e^{-jk\rho}, \quad (4.2)$$

para a polarização TEz.

A comparação da UTD com o Método dos Momentos é feita para o ambiente ilustrado na Figura 4.1, onde T indica o transmissor e a linha pontilhada indica as posições dos receptores R . Foram consideradas trajetórias que sofrem no máximo seis reflexões e duas difrações, sendo que no caso de difração dupla em arestas consecutivas o cálculo do campo foi feito utilizando os coeficientes da *slope diffraction*, conforme descrito na Seção 3.1.4.

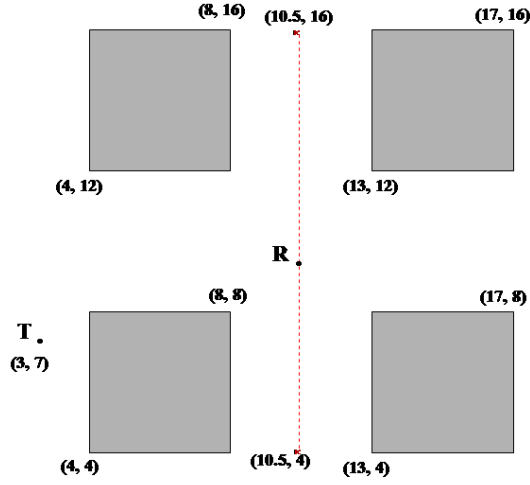
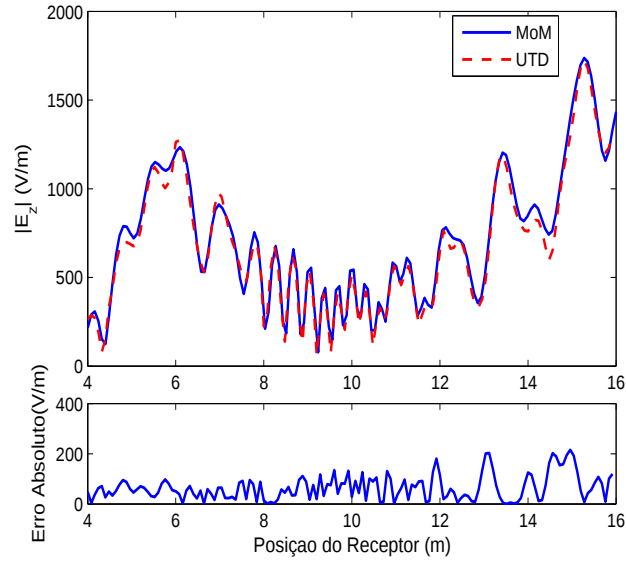


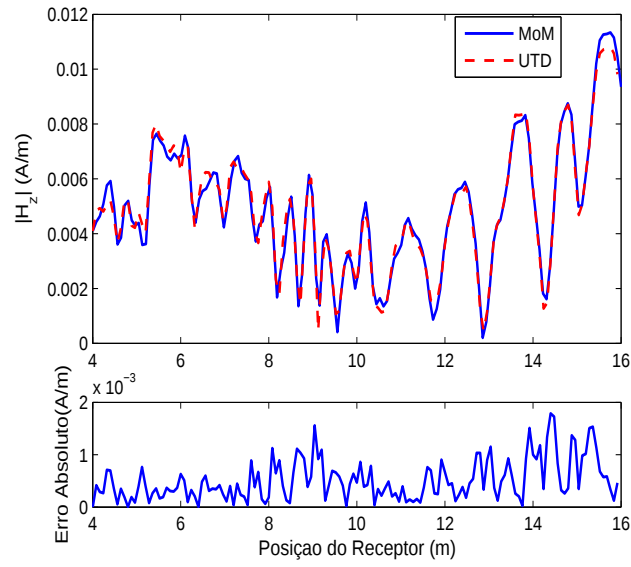
Figura 4.1: Obstáculos com 15λ de lado.

Na Figura 4.2 são mostrados os resultados do campo espalhado no ambiente da Figura 4.1, obtidos através da UTD e do MoM, nas polarizações TMz e TEz, para obstáculos condutores perfeitos. Já no caso da Figura 4.3, os obstáculos foram considerados com $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ e $\epsilon_r = 7$. Nesse caso, a formulação da UTD empregada para a consideração de obstáculos com condutividade finita utilizou os coeficientes heurísticos propostos na Seção 3.1.3 [Eqs. (3.27)–(3.29) e Tabela 3.1]. Foi considerada a análise num ambiente bidimensional devido a limitações do algoritmo do MoM utilizado.

A comparação entre as técnicas empregadas mostra grande semelhança entre os resultados apresentados, principalmente para os casos envolvendo obstáculos CEP. As discrepâncias observadas para os casos com perdas provavelmente são devidas ao tratamento heurístico dos coeficientes da UTD, de acordo com a formulação apresentada na Seção 3.1.3. Além disso, a análise através do MoM utiliza o conceito de impedância de superfície para a consideração aproximada dos efeitos da condutividade finita.

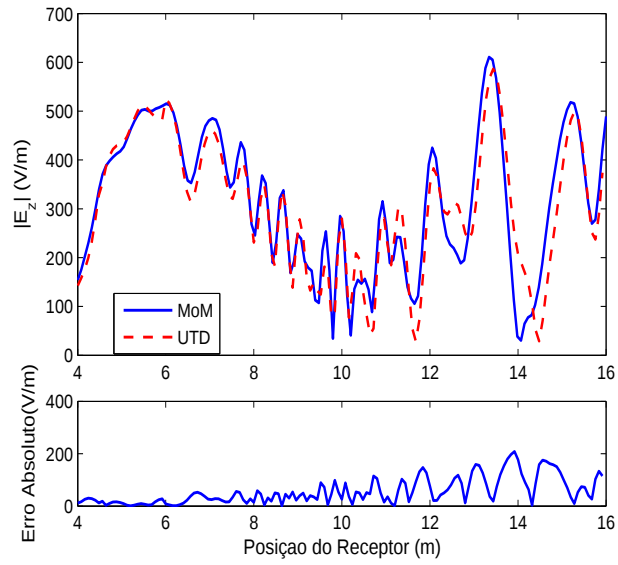


(a) Polarização TM_z

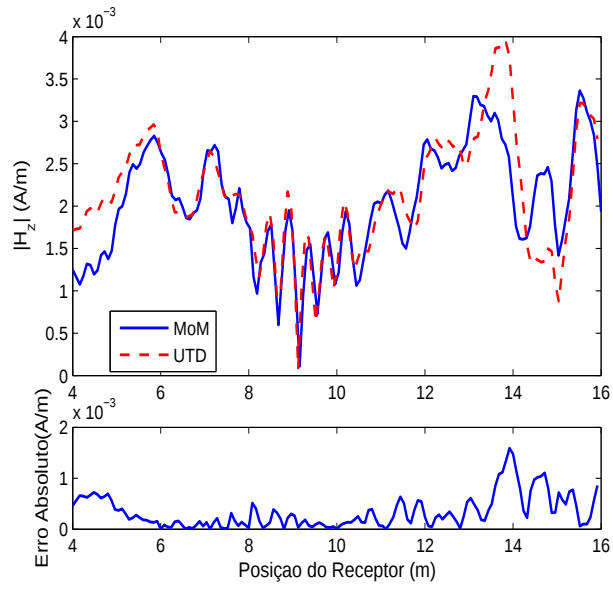


(b) Polarização TE_z

Figura 4.2: Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.1, considerando obstáculos condutores elétricos perfeitos.



(a) Polarização TM_z



(b) Polarização TE_z

Figura 4.3: Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.1, considerando obstáculos de condutividade finita, com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m.

4.2 Análise no domínio do tempo

Nesta seção, de forma semelhante ao que foi apresentado na Seção 3.2.7, são feitas análises do campo espalhado no domínio do tempo, tanto para obstáculos condutores perfeitos, quanto para obstáculos com perdas. O principal objetivo aqui é verificar a validade e as limitações da formulação da TD-UTD apresentada na Seção 3.2, para um ambiente mais complexo (Fig. 4.4), e considerando um número maior de iterações das trajetórias ($N_R = 5$ e $N_D = 1$). Os resultados obtidos através desta teoria são comparados com os calculados através da UTD no domínio da frequência, com uma posterior aplicação da Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT) para convertê-los ao domínio do tempo. São obtidos também parâmetros de caracterização banda-larga do canal rádio, através da análise do perfil de retardos do ambiente hipotético em questão, considerando obstáculos com perdas.

Na análise das perdas no domínio do tempo, as Eqs. (3.107)–(3.109), considerando os dois primeiros termos das expansões assintóticas dos coeficientes de reflexão de Fresnel, são utilizadas para o cálculo do campo de trajetórias puramente refletidas, enquanto a Eq. (3.120), considerando apenas o primeiro termo das expansões assintóticas dos coeficientes de reflexão de Fresnel, é adotada para o cálculo do campo de trajetórias que sofrem múltiplas reflexões e uma difração.

O ambiente utilizado nas análises do campo espalhado no domínio temporal está ilustrado na Fig. 4.4. Trata-se de um ambiente bidimensional, onde as faces dos obstáculos e as distâncias entre eles são iguais a 25λ , onde $\lambda = 0,15$ m é o comprimento de onda da frequência central do espectro do pulso utilizado. A excitação utilizada foi um pulso com duração aproximada de 1ns, irradiado de uma linha infinita de corrente elétrica (polarização TMz), posicionada no ponto T (Fig. 4.4). O pulso utilizado é definido de acordo

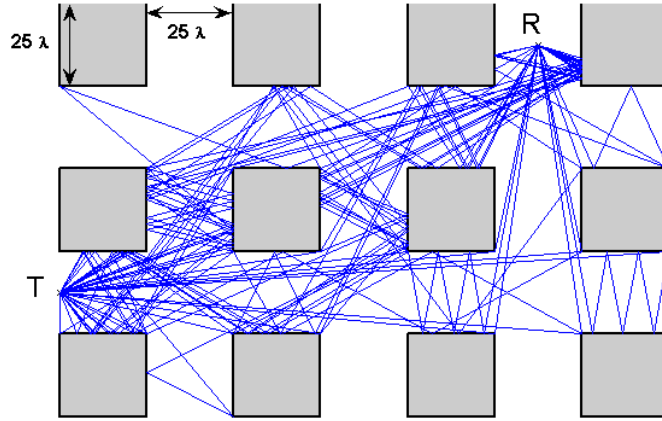


Figura 4.4: Cenário 2D, ilustrando o traçado de raios de T a R.

com as Eqs. (3.125)–(3.126), com parâmetros $f_c = 2$ GHz, $M = 1$ e $N = 2$. O espectro do pulso e sua forma são apresentados na Fig. 4.5.

Os casos ilustrados nas Figuras 4.6–4.9 mostram as amplitudes do campo elétrico no receptor R , posicionado de acordo com a Figura 4.4, obtidas através da TD-UTD e da UTD no domínio da frequência com a aplicação da IDFT nos resultados (UTD + IDFT). Observa-se que não existe linha de visada entre T e R , com o objetivo de enfatizar as contribuições dos raios refletidos e difratados para o campo recebido. Para os resultados ilustrados na Figura 4.6, os obstáculos da Figura 4.4 são tratados como superfícies condutoras elétricas perfeitas e as trajetórias de T a R foram obtidas considerando-se um máximo de cinco reflexões ($N_R = 5$) e uma difração ($N_D = 1$), tanto para a simulação pela TD-UTD quanto para a UTD + IDFT. Neste caso, vê-se que não existe diferença entre os resultados obtidos pelos dois métodos, uma vez que a formulação da TD-UTD para condutores perfeitos é obtida através de uma transformada analítica a partir da UTD, sem aproximações,

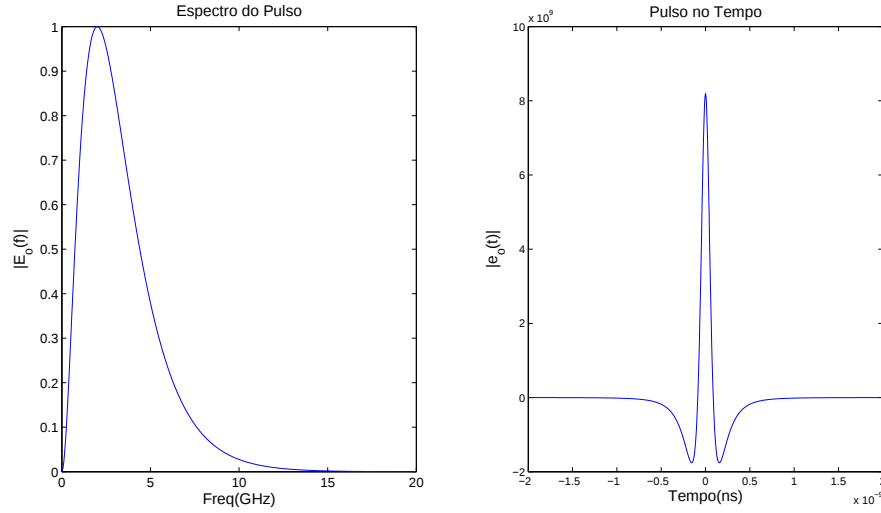


Figura 4.5: Forma do pulso irradiado, com: $f_c = 2$ GHz, $M = 1$ e $N = 2$.

como mostrado nas Seções 3.2.2 e 3.2.3 [51].

Nas Figuras 4.7–4.9, os obstáculos da Figura 4.4 são tratados como superfícies de condutividade finita, com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m. Na Figura 4.7, os resultados fornecidos pela formulação original da TD-UTD [51], já apresentados na Figura 4.6, são comparados com uma análise através da UTD + IDFT considerando as perdas, através da formulação heurística no domínio da frequência proposta na Seção 3.1.3. Pode-se observar que as perdas dos obstáculos atenuam o campo por um fator de aproximadamente 10 vezes, quando comparados com o cenário condutor perfeito. Já a Figura 4.8 mostra os resultados obtidos através da formulação da TD-UTD com a consideração de superfícies com condutividade finita diretamente no domínio do tempo, proposta na Seção 3.2.4. O campo das trajetórias puramente refletidas foi obtido através das Eqs. (3.107) e (3.108) e o das trajetórias que sofrem difração foi obtido pelas Eqs. (3.116) a (3.120). A análise pela TD-UTD é comparada com a versão heurística da UTD + IDFT para a consideração de perdas no

domínio da frequência já apresentada na Figura 4.7. A diferença entre os resultados fornecidos pelas duas versões é de aproximadamente 10%, com a TD-UTD tendendo a subestimar os resultados fornecidos pela UTD + IDFT. A comparação entre os resultados fornecidos pela TD-UTD apresentados nas Figuras 4.7 e 4.8 mostram a melhora obtida nos resultados pela consideração de perdas na formulação no domínio do tempo em relação à utilização da TD-UTD em sua forma original. Ou seja, esses resultados mostram a importância de se considerar as perdas na formulação no domínio do tempo para tratar casos envolvendo ambientes reais, mesmo que de maneira aproximada.

No caso apresentado na Figura 4.9, utilizando as versões para a consideração de perdas da UTD + IDFT e da TD-UTD, são calculadas trajetórias com até duas difrações ($N_D = 2$) para obtenção dos resultados através da UTD + IDFT e apenas uma difração ($N_D = 1$) para a simulação da TD-UTD. Isso porque a formulação da TD-UTD desenvolvida na Seção 3.2.4 só é capaz de lidar com uma difração e várias reflexões em obstáculos com perdas no domínio do tempo. Ao se utilizar $N_D = 2$ na UTD + IDFT, pode-se observar o efeito da consideração de trajetórias que sofrem mais de uma difração no resultado do campo espalhado. A presença de diversos pulsos inexistentes na simulação através da TD-UTD mostra que existem diversas trajetórias significativas que alcançam o receptor em questão quando se considera mais de uma difração. Parte deste efeito deve-se ao fato das trajetórias que sofrem duas difrações estarem combinadas com diversas reflexões na formação das trajetórias inexistentes na simulação da TD-UTD com $N_D = 1$. A consideração de trajetórias que sofrem duas difrações, combinadas ou não com reflexões, na formulação da TD-UTD fica como proposta de continuação deste trabalho.

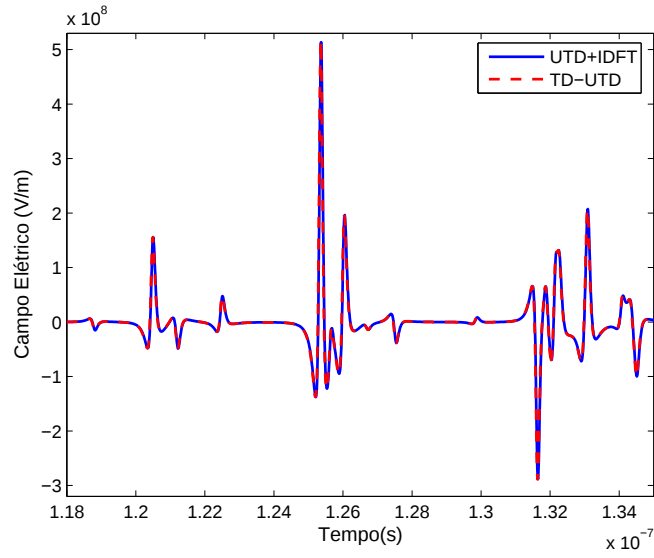


Figura 4.6: Campo espalhado no ambiente da figura 4.4, supondo obstáculos CEP, $N_R = 5$ e $N_D = 1$.

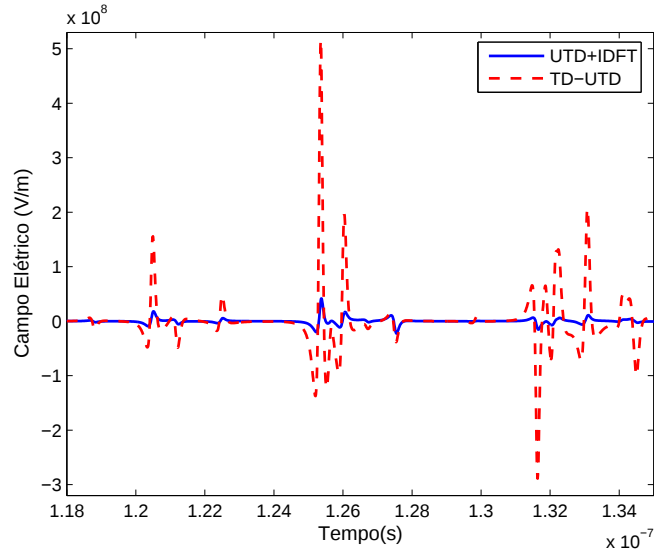


Figura 4.7: Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.4, considerando $N_R = 5$ e $N_D = 1$. Obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m para avaliação através da UTD + IDFT, e obstáculos CEP para avaliação através da TD-UTD.

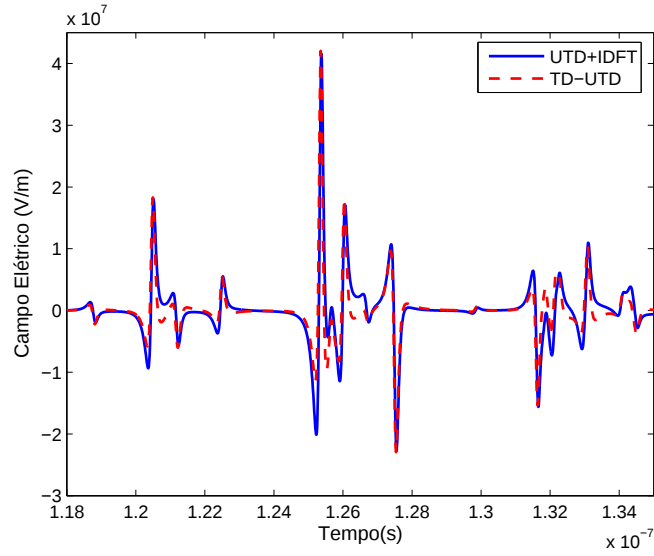


Figura 4.8: Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.4, considerando $N_R = 5$, $N_D = 1$ e obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m

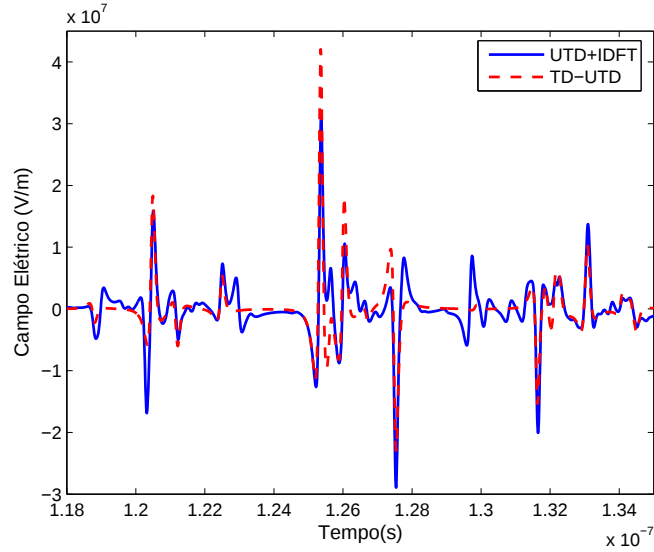


Figura 4.9: Campo espalhado no ambiente da Fig. 4.4, considerando obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0.2$ S/m, $N_R = 5$ e $N_D = 2$ para avaliação através da UTD + IDFT e $N_D = 1$ para avaliação através da TD-UTD.

4.2.1 Caracterização Banda Larga do Canal Rádio

Como visto no Capítulo 3, quando um pulso eletromagnético é transmitido em um ambiente com múltiplos corpos espalhadores ele se propaga através de várias trajetórias diferentes, de forma que o sinal recebido é uma sequência de pulsos deslocados no tempo e com amplitudes diferentes. Uma forma de caracterizar este fenômeno é através da resposta ao impulso $e_I(t)$, que pode ser aproximadamente desenvolvida através da análise do espalhamento de um pulso estreito $f(t)$, como representado na Eq. (3.52). Com a resposta impulsional do canal rádio, é possível traçar o Perfil de Retardos do canal, que é proporcional a $|e_I(t)|^2$. A partir do Perfil de Retardos, é possível se extrair importantes parâmetros de caracterização banda-larga do canal rádio, como, por exemplo, a banda de coerência do canal (B_c), e parâmetros de dispersão temporal, como atraso excedido médio (τ) e espalhamento temporal rms (σ_τ) [1]. Os parâmetros de dispersão temporal são importantes para determinar as taxas de transmissão adequadas a um ambiente específico. A determinação dos atrasos sofridos pelos pulsos enviados permite a determinação da taxa de transmissão, de forma a se evitar interferência inter-simbólica (geralmente esta taxa é menor do que $1/\sigma_\tau$). A determinação da banda de coerência, feita a partir de parâmetros de espalhamento temporal, é utilizada para se determinar o tipo de desvanecimento sofrido por um sinal: plano ou seletivo em frequência, dependendo se todas as componentes espectrais sofrem aproximadamente os mesmos efeitos causados pelo canal rádio ou efeitos distintos [1].

O Perfil de Retardos associado ao ambiente ilustrado na Figura 4.4 é mostrado na Figura 4.10. Apenas os pulsos chegando no receptor com um desvanecimento máximo de 20dB abaixo da amplitude do maior pulso serão considerados no cálculo dos parâmetros de dispersão temporal seguintes.

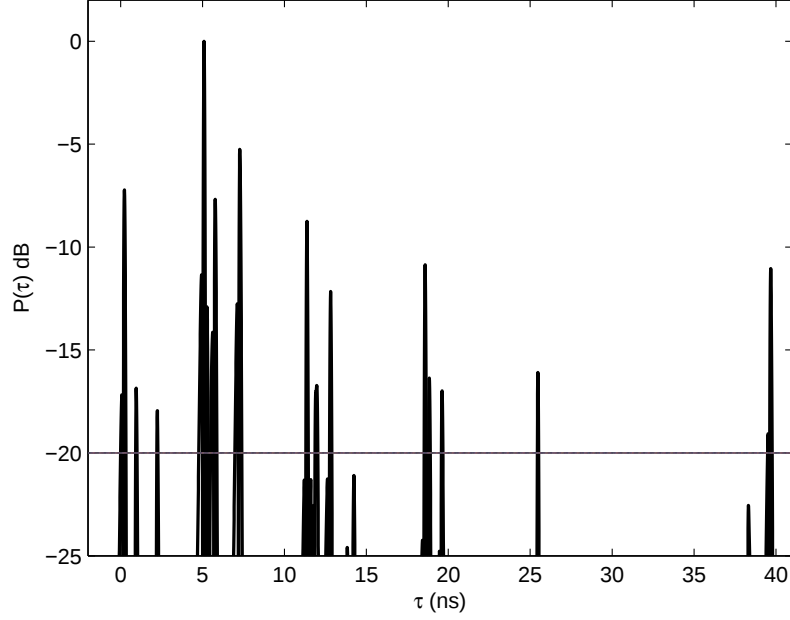


Figura 4.10: Perfil de Retardos do ambiente ilustrado na Fig. 4.4, calculado através da TD-UTD, assumindo obstáculos com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m, $N_R = 5$ e $N_D = 1$.

Para este caso, $\tau = 7,80$ ns, $\sigma_\tau = 7,61$ ns e a $B_c = 23,24$ MHz, assumindo um coeficiente de correlação das frequências de 90% no cálculo da banda de coerência [1]. De acordo com dados de medições em ambientes reais apresentados em [1], valores típicos de espalhamento temporal rms são da ordem de microsegundos para ambientes *outdoor* e da ordem de nanosegundos em canais rádio *indoor*. Assim, o valor de $\sigma_\tau = 7,61$ ns é típico de ambientes *indoor* e picocélulas de ambientes *outdoor*. Como o ambiente analisado na Figura 4.4 possui uma área de 240 m^2 , dimensão aproximada de uma picocélula, os valores obtidos estão dentro do esperado.

4.3 Comparações com Medições em Ambientes Reais

Nesta seção são apresentadas predições de cobertura para ambientes práticos, ou seja, tridimensionais, obtidas através do algoritmo de traçado de raios apresentado no Capítulo 2. O cálculo do campo espalhado no domínio da frequência é feito através da formulação heurística da UTD apresentada na Seção 3.1.3. Os resultados obtidos pelo programa implementado são comparados com medidas da atenuação sofrida pelo sinal, fornecidas em [61] e [62]. A excitação utilizada nessas simulações é dada por um dipolo elétrico infinitesimal e polarizado verticalmente em relação ao solo, cuja equação para o campo distante é (considerando que o dipolo aponta na direção $\hat{z}$) [7]:

$$E_\theta = \frac{E_0}{r} \sin \theta e^{-jkr}, \quad (4.3)$$

onde r é a distância da fonte ao observador e θ é o ângulo entre eles.

O primeiro ambiente a ser analisado, ilustrado na Figura 4.11, trata-se de uma planta simplificada de um ambiente urbano (cidade de Ottawa, Canadá). As alturas das antenas transmissoras e receptoras são iguais, respectivamente, a 8,5 m e 3,65 m. De acordo com [61], as alturas das antenas são inferiores às das edificações da região onde foram realizadas as medições. Assim, foram consideradas as suposições feitas pelo modelo *quasi*-3D, descritas na Seção 2.2.4, para a comparação em questão. Ou seja, serão consideradas trajetórias que sofrem reflexão e difração nas faces e arestas laterais das edificações e reflexões no solo, com um máximo de 5 reflexões e 2 difrações ($N_R = 5$ e $N_D = 2$). Como as alturas das edificações não foram fornecidas, não foram consideradas difrações nos topos dos obstáculos.

As análises serão feitas para duas rotas de medição diferentes, ao longo de Bank St. e de Laurier St., com as antenas transmissoras posicionadas

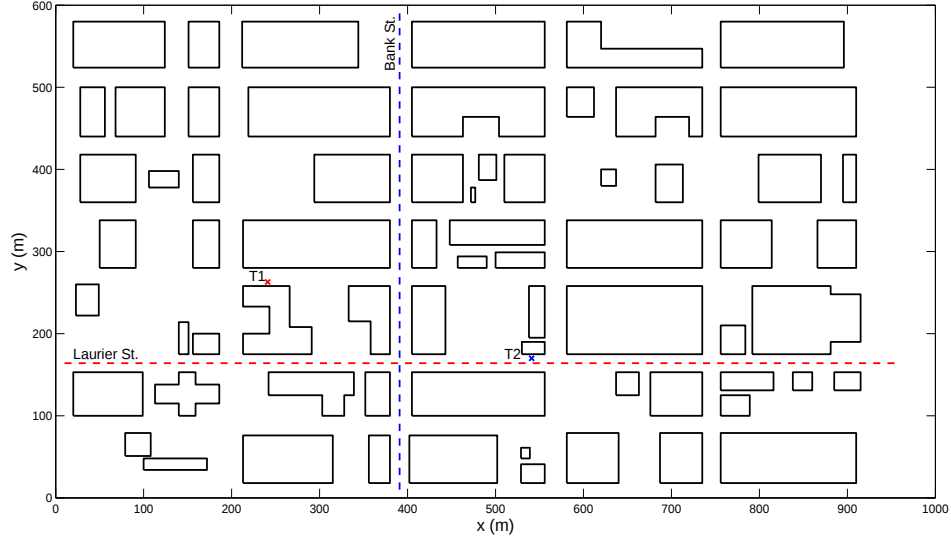


Figura 4.11: Configuração do ambiente representando a planta baixa de uma região no centro da cidade de Ottawa, no Canadá.

em localizações distintas para cada rota. As posições dos transmissores e dos receptores ao longo das duas rotas (linhas tracejadas) estão indicadas na Figura 4.11, sendo $T1$ para os receptores ao longo de Laurier St. e $T2$ para os receptores ao longo de Bank St. Como sugerido na Ref. [28], foram adotados os seguintes valores para caracterizar os obstáculos: permissividade relativa $\epsilon_r = 7$ e condutividade $\sigma = 0,2$ S/m. Uma permissividade relativa $\epsilon_r = 15$ e uma condutividade $\sigma = 0,05$ S/m foram usadas para caracterizar o solo. A atenuação (L) foi calculada de acordo com [1]:

$$L = 10 \log \left(\frac{|E|^2 \lambda^2}{4\pi 2\eta_0 P_{rad} D_T D_R} \right), \quad (4.4)$$

onde η_0 é a impedância intrínseca do vácuo, P_{rad} é a potência irradiada pela antena transmissora, D_T é a diretividade da antena transmissora e D_R é a

diretividade da antena receptora. Neste exemplo, como a excitação utilizada foi um dipolo de Hertz, $D_T = 1,5$ e os receptores foram assumidos isotrópicos ($D_R = 1$).

Os resultados obtidos pela UTD e através de medições estão ilustrados nas Figuras 4.12 e 4.13. As discrepâncias observadas devem-se ao fato de não ter sido considerada a presença de vegetação na caracterização do ambiente, além dos dados relativos ao ambiente serem simplificados e aproximados, ou seja, as edificações foram descritas através de polígonos retos, sem maiores detalhes de suas formas exatas. Além disso, foram desprezados os efeitos da refração e da difração no topo dos obstáculos. O tempo gasto pelo algoritmo implementado foi de 60 minutos para o caso da rota na Bank St. (com 280 pontos de observação) e 130 minutos para o da Laurier St. (com 475 pontos de observação), considerando um computador com 1GB de memória RAM e processador Intel Core Duo de 1,66 GHz.

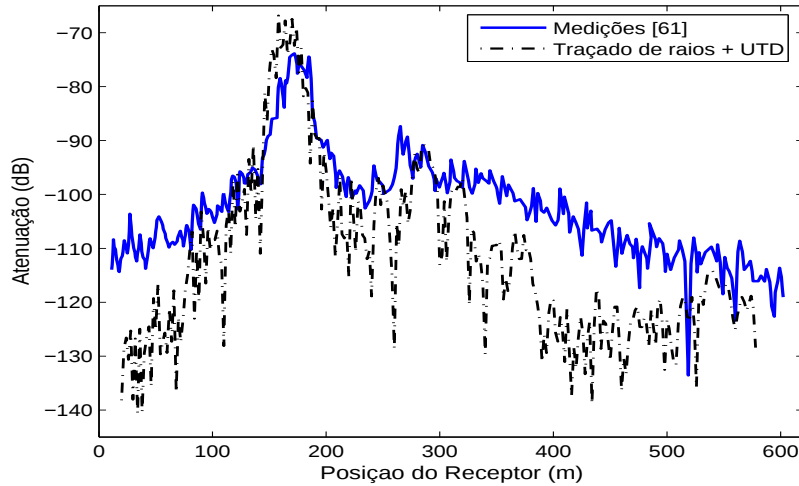


Figura 4.12: Atenuação obtida pela UTD e obtida através de medições em receptores ao longo da *Bank St.*, com $T_x = (541m, 170m)$.

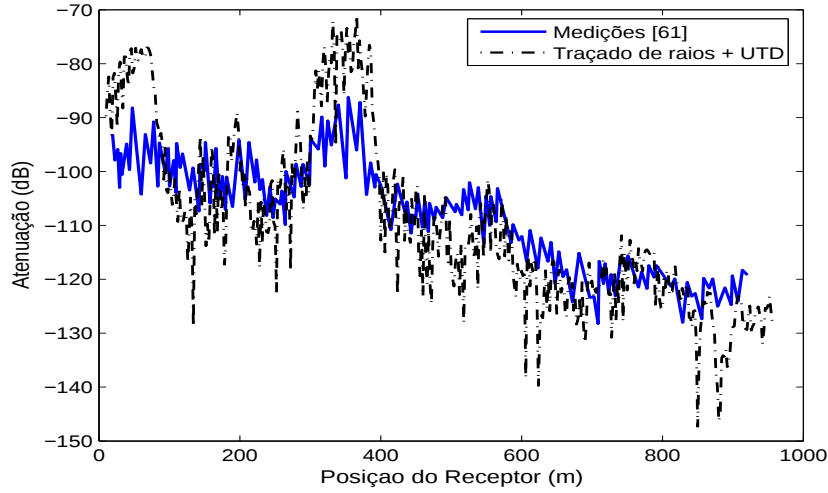


Figura 4.13: Atenuação obtida pela UTD e obtida através de medições em receptores ao longo da *Laurier St.*, com $T_x = (241\text{m}, 263\text{m})$.

Para uma caracterização banda-larga do canal rádio de ambientes reais, foi determinado o Perfil de Retardos relativo ao ambiente ilustrado na Figura 4.11. Para isto, foram consideradas trajetórias *quasi-3D* com $N_R = 7$ e $N_D = 1$, com o transmissor posicionado em (241 m, 263 m), a 8,5 m de altura e o receptor posicionado em (400 m, 164 m), a 3,65 m de altura. Para a cálculo do campo foi utilizada a formulação da TD-UTD para a consideração de perdas apresentada na Seção 3.2.4. Foram mantidas as características elétricas dos obstáculos ($\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 0,2$ S/m) e do solo ($\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 0,05$ S/m), e a excitação utilizada é o pulso apresentado na Figura 4.5, com duração aproximada de 1ns, irradiado de um dipolo elétrico infinitesimal, polarizado verticalmente em relação ao solo. O pulso utilizado é definido de acordo com as Eqs. (3.125)–(3.126), com parâmetros $f_c = 2$ GHz, $M = 1$ e $N = 2$. O Perfil de Retardos é apresentado na Figura 4.14.

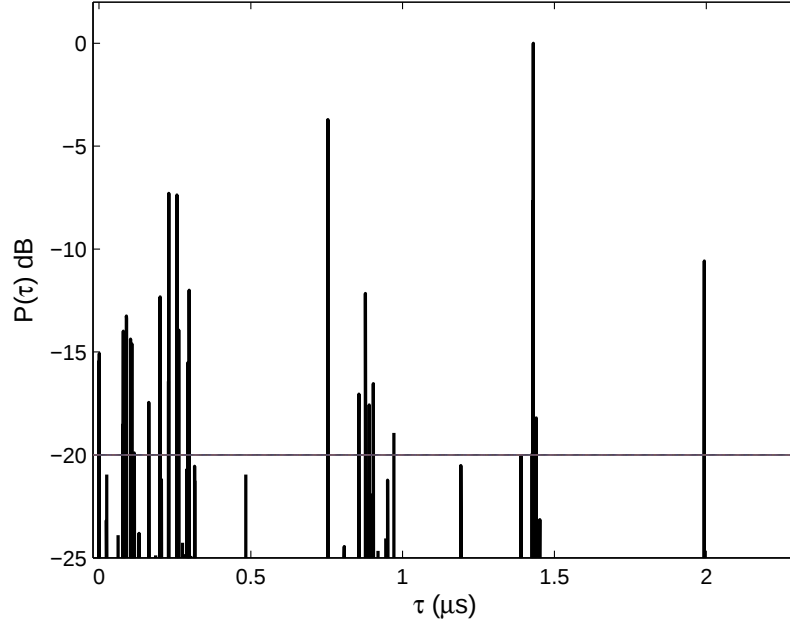


Figura 4.14: Perfil de Retardos do ambiente ilustrado na Fig. 4.11, com T em (241 m, 263 m) e R em (400 m, 164 m).

Os valores dos parâmetros de dispersão temporal, considerando apenas as componentes multipercurso com atenuação máxima de 20dB em relação ao de maior amplitude, são: $\tau = 902,09$ ns, $\sigma_\tau = 563,04$ ns e $B_c = 314,08$ kHz. De acordo com [1], um valor de σ_τ de centenas de nanosegundos é típico de ambientes urbanos e suburbanos, que é o caso do ambiente analisado.

O outro ambiente prático utilizado para se testar o programa implementado trata-se de uma parte da cidade de Munich, na Alemanha. Os dados referentes a este ambiente, como as coordenadas e alturas das edificações, das antenas transmissora e receptora foram obtidas em [62]. Como as alturas das antenas e das edificações são conhecidas, foram consideradas trajetórias que sofrem reflexão nas faces laterais dos obstáculos e no solo e difração nas

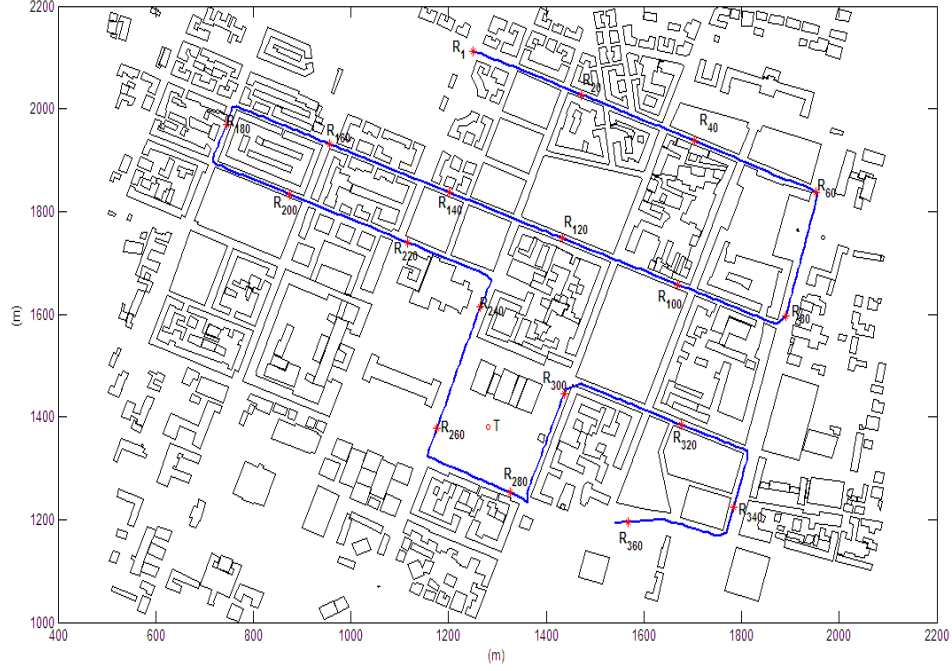


Figura 4.15: Ambiente representando parte da cidade de Munich, na Alemanha. Foram utilizados 362 pontos de recepção ao longo da rota de medição.

arestas verticais e horizontais dos obstáculos, ou seja, foi executado o traçado de raios tridimensional, com difração no topo das edificações. A planta utilizada para se fazer a simulação está ilustrada na Figura 4.15, onde são mostradas as localizações dos obstáculos, da antena transmissora e da rota de medição.

Como sugerido na Ref. [28], foram adotados também para este ambiente uma permissividade relativa $\epsilon_r = 7$ e condutividade $\sigma = 0,2 \text{ S/m}$ para caracterizar os obstáculos, e uma permissividade relativa $\epsilon_r = 15$ e condutividade $\sigma = 0,05 \text{ S/m}$ para caracterizar o solo. Foram calculadas trajetórias considerando, no máximo, 11 reflexões e 3 difrações ($N_R = 11$ e $N_D = 3$). A

atenuação (L) foi calculada de acordo com a Eq.(4.4), para cada um dos 362 pontos de recepção posicionados ao longo da rota indicada na Fig. 4.15. A excitação, na frequência de 947 MHz, foi dada por um dipolo de Hertz e os receptores foram considerados como isotrópicos.

Os resultados obtidos pela UTD e através de medições [62] estão ilustrados na Fig. 4.16. As maiores discrepâncias observadas ocorrem nos pontos de observação mais distantes do transmissor. Isso ocorre devido ao fato de poucos raios alcançarem esses receptores, apesar de ter se considerado trajetórias com até três difrações e onze reflexões. Além disso, as diferenças entre os resultados medidos e calculados se devem, provavelmente, às simplificações nos dados relativos ao ambiente, a não consideração dos efeitos da refração, etc. O tempo gasto pelo algoritmo implementado foi de aproximadamente 12 horas para 362 pontos de observação, considerando um computador com a mesma configuração daquele empregado no estudo de caso anterior.

Ainda considerando o ambiente da Fig. 4.15, foi determinado o Perfil de Retardos, com o transmissor posicionado em (1281,36 m, 1381,27 m), a 13 m de altura, e o receptor posicionado em (1645 m, 1961 m), a 1,5 m de altura. Foram consideradas trajetórias 3D com $N_R = 6$ e $N_D = 1$. Uma permissividade relativa $\epsilon_r = 7$ e uma condutividade $\sigma = 0,2$ S/m foram usadas para caracterizar os obstáculos e $\epsilon_r = 15$ e $\sigma = 0,05$ S/m para caracterizar o solo. A excitação utilizada é o pulso apresentado na Fig. 4.5, irradiado por um dipolo elétrico infinitesimal, polarizado verticalmente em relação ao solo. O Perfil de Retardos é apresentado na Fig. 4.17. Os valores dos parâmetros de dispersão temporal, considerando apenas as componentes multipercurso com atenuação máxima de 20dB em relação ao pulso de maior amplitude, são: $\tau = 754,97$ ns, $\sigma_\tau = 427,08$ ns e $B_c = 414,06$ kHz. Este valor de espalhamento temporal é típico de ambientes urbanos [1].

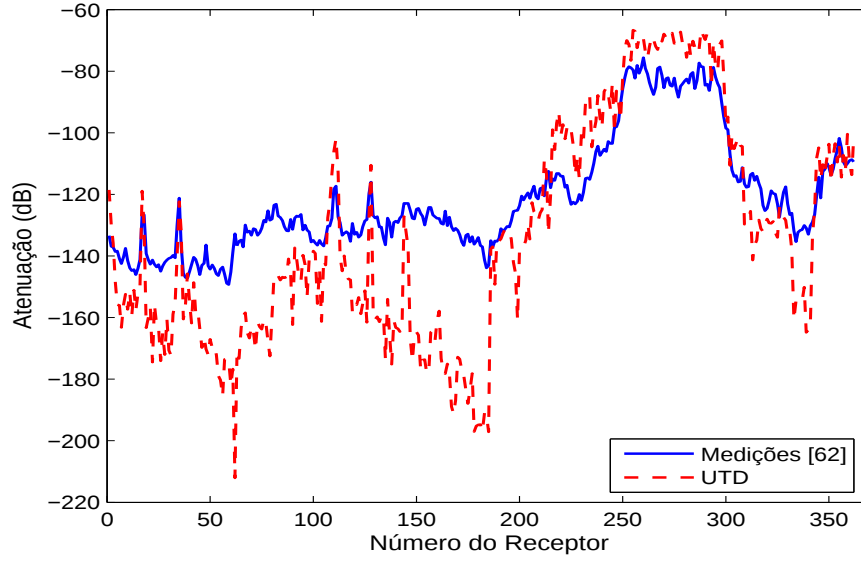


Figura 4.16: Atenuação obtida pela UTD e obtida através de medições para os receptores ilustrados na Fig. 4.15, na frequência de 947 MHz.

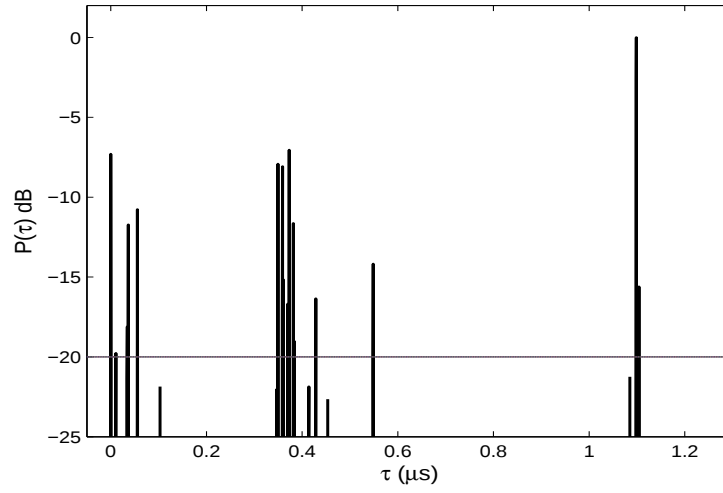


Figura 4.17: Perfil de Retardos do ambiente ilustrado na Fig. 4.15, com T em (1281,36 m, 1381,27 m) e R em (1645 m, 1961 m).

Capítulo 5

Conclusões

Este trabalho consistiu no estudo de técnicas de predição de cobertura para aplicação em ambientes reais. O foco maior deste estudo foi em técnicas do tipo *site-specific*, por apresentarem maior precisão em relação a modelos empíricos. Como consequência deste estudo, foi desenvolvido um algoritmo de predição de cobertura radioelétrica e caracterização banda-larga do canal rádio em ambientes urbanos, baseado em técnicas de traçado de raios. A Teoria Uniforme da Difração foi a técnica de rastreamento de raios utilizada para a determinação do campo eletromagnético espalhado em superfícies condutoras perfeitas e com perdas, nos domínios da frequência e do tempo. As principais contribuições deste trabalho foram a proposição de técnicas eficientes de traçado de raios, a apresentação de novos coeficientes de difração heurísticos da UTD para a consideração da difração em superfícies de condutividade finita e ainda a extensão da GO e da UTD no domínio do tempo para a consideração de perdas.

O traçado de raios é executado utilizando o método das imagens para ambientes tridimensionais, para a consideração de trajetórias com múltiplas reflexões e difrações. Após a identificação das trajetórias 2D com um

número máximo de reflexões (N_R) e difrações (N_D), é realizada a conversão dos raios bidimensionais para trajetórias tridimensionais, com e sem reflexão no solo, através da consideração da distância percorrida por cada trajetória e das alturas dos obstáculos e das antenas transmissora e receptora [22]. Na análise tridimensional, foram incluídas também algumas trajetórias que sofrem difração no topo dos obstáculos. O traçado de raios e a predição de cobertura são procedimentos com alto custo computacional, especialmente se o ambiente analisado possuir um grande número de obstáculos e os valores de N_R e N_D forem elevados. Como este tipo de situação é frequente na análise de ambientes urbanos, existe a necessidade de se implementar técnicas de aceleração que otimizem tal processo. As técnicas de aceleração implementadas juntamente com o algoritmo de traçado de raios incluem: a separação das trajetórias em classes de raios e a utilização de métodos para redução do número de imagens a serem consideradas, como, por exemplo, a determinação dos segmentos visíveis e das regiões de irradiação de uma fonte. A implementação destes métodos foi feita de maneira eficiente através da utilização de uma estrutura de partição do ambiente chamada *quadtree*, que também foi utilizada na diminuição do número de testes de obstrução para uma dada trajetória. Estes procedimentos foram apresentados no Capítulo 2 e os resultados demonstram a importância e a eficácia dos mesmos no desenvolvimento de um algoritmo de traçado de raios eficiente.

Os campos foram obtidos assintoticamente através da Óptica Geométrica (GO) e da Teoria Uniforme da Difração (UTD), no domínio da frequência e do tempo, utilizando a formulação apresentada no Capítulo 3. A UTD avalia as contribuições dos raios difratados e utiliza a GO para determinar as contribuições dos campos direto e refletidos. A UTD foi inicialmente proposta em [6], considerando o cálculo do campo difratado em superfícies

condutoras perfeitas. Uma das principais contribuições deste trabalho foi a proposição de novos coeficientes de difração heurísticos para a consideração de perdas na avaliação do campo pela UTD. Da mesma forma, a versão da UTD no domínio do tempo, a TD-UTD, obtida através da aplicação de uma transformada analítica, denominada ATT, na formulação da GO e da UTD, também foi formulada considerando-se superfícies de condutividade infinita [51]. Outra contribuição significativa deste trabalho foi a proposição de coeficientes aproximados para o tratamento das perdas na formulação da TD-GO e da TD-UTD. Apesar do tratamento aproximado, a consideração dessas perdas é importante para uma correta determinação dos efeitos de atenuação (potência dos pulsos), quando os raios sofrem reflexões e difrações em obstáculos de condutividade finita. Com o objetivo de avaliar a formulação proposta, os resultados obtidos através da UTD foram comparados com os obtidos através das equações integrais avaliadas através do Método dos Momentos (MoM), mostrando grande concordância entre ambos os métodos. No estudo da TD-UTD, o resultado fornecido pela teoria no domínio do tempo foi comparado com o obtido através da UTD no domínio da frequência com uma posterior aplicação de uma Transformada Inversa de Fourier, mostrando boa concordância entre as duas abordagens. Da mesma forma que a TD-UTD para condutores perfeitos apresentada em [51], a formulação proposta para o tratamento das perdas no domínio do tempo considera trajetórias que sofrem apenas uma difração e múltiplas reflexões.

No Capítulo 4 foram apresentados resultados comparando a atenuação predita através da UTD com medidas em ambientes reais obtidas na literatura. Os casos estudados mostram que, apesar dos valores calculados e medidos em algumas regiões dos ambientes analisados apresentarem diferenças de algumas dezenas de decibéis, de forma geral o resultado predito pelo

programa implementado obteve boa concordância com as medidas. Além disso, foi feita uma análise temporal do campo espalhado, com o objetivo de se obter o perfil de retardos para um dado ambiente, e através dele extrair parâmetros de caracterização banda-larga do canal-rádio. Os resultados obtidos nos ambientes reais apresentaram valores típicos de parâmetros de caracterização banda-larga do canal-rádio obtidos de medições em ambientes urbanos e suburbanos [1]. O algoritmo implementado também é capaz de realizar predições de cobertura através da avaliação da atenuação sofrida pelo campo transmitido para diversos pontos de recepção espalhados no ambiente em estudo, como ilustrado no Apêndice A.

5.1 Propostas de Continuidade

As propostas de continuidade deste trabalho estão relacionadas basicamente com o aperfeiçoamento dos coeficientes utilizados na TD-UTD e do algoritmo de traçado de raios.

Foi proposta uma extensão do algoritmo de traçado de raios bidimensional para ambientes 3D, através da consideração das alturas dos obstáculos na determinação das trajetórias refletidas e difratadas nas faces e arestas laterais dos obstáculos. Posteriormente, foi feita a inclusão de trajetórias que sofrem uma difração nos topos dos obstáculos e atingem o receptor. A inclusão de trajetórias que sofrem mais de uma difração no topo dos obstáculos fica como sugestão de proposta de continuação deste trabalho [71]. O algoritmo implementado foi dito 3D com restrição, pois não são computadas as trajetórias refletidas nos topos dos obstáculos. A não consideração destas reflexões no topo dos obstáculos têm efeito pouco expressivo no caso do receptor (ou do transmissor) estar abaixo dos obstáculos do ambiente analisado, dado que

neste caso a trajetória refletida no topo não alcançaria seu destino. No entanto, no caso da análise de ambientes exteriores onde a altura das antenas é maior que a dos obstáculos, é necessário também se fazer a consideração de trajetórias refletidas nos topos dos obstáculos. A inclusão desse tipo de trajetória também é importante no caso da análise do sinal espalhado em ambientes interiores. Para a análise da atenuação nesses ambientes, a inclusão dos efeitos da refração é de extrema importância para uma correta determinação do nível do sinal recebido. Para que se tenha um tratamento tridimensional mais eficiente, deve ser feito um estudo sobre a aplicação de técnicas de visibilidade 3D, a implementação de novos métodos de aceleração, como, por exemplo, o uso de paralelismo, especialmente por causa dos processadores *multi-core*, ou ainda o aperfeiçoamento das técnicas já existentes, para que ambientes complexos possam ser analisados de maneira eficiente. Outra proposta de continuidade para melhorar a eficiência do algoritmo de traçado de raios seria a utilização de processamento paralelo para aceleração do método.

A aplicação da TD-UTD na caracterização banda larga do canal rádio foi estudada, sendo que foram analisados também os efeitos de se considerar as perdas em tal caracterização. Os resultados apresentados nos Capítulos 3 e 4 mostram a importância da consideração destas perdas no cálculo do campo espalhado no domínio do tempo. No entanto, a formulação apresentada é capaz de tratar apenas uma difração. A consideração de duas difrações consecutivas em obstáculos CEP, através da utilização de um coeficiente de difração de segunda ordem no domínio do tempo para a TD-UTD é apresentada em [51]. Este coeficiente é semelhante ao da *slope diffraction* utilizado no domínio da frequência. Assim, uma proposta de continuidade deste trabalho é a extensão da TD-UTD para a consideração da dupla difração para

superfícies com perdas. Além disso, pode-se sugerir a melhora da formulação para tratar perdas no campo difratado no domínio do tempo.

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

Apêndice A

A.1 Exemplos do programa de traçado de raios implementado

Foi desenvolvida, em C++, uma plataforma gráfica para visualização das saídas geradas pelo algoritmo de traçado de raios. Além da visualização da configuração do ambiente a ser analisado, o programa permite a visualização do nível de campo ou de potência preditos em um ambiente através da distribuição de receptores em uma grade uniforme, cobrindo a região de interesse. Se os receptores em análise seguem uma certa rota ao longo do ambiente, é fornecida como saída um gráfico bidimensional, indicando o valor do campo calculado para cada posição do receptor. O programa também permite a visualização das trajetórias dos raios calculados para um ponto de recepção particular. Tal visualização é interessante na medida em que ela fornece uma interpretação geométrica do fenômeno de espalhamento do campo na presença de obstáculos (multipercursos). As Figuras A.1–A.3 ilustram as formas de visualização do programa de traçado de raios implementado.

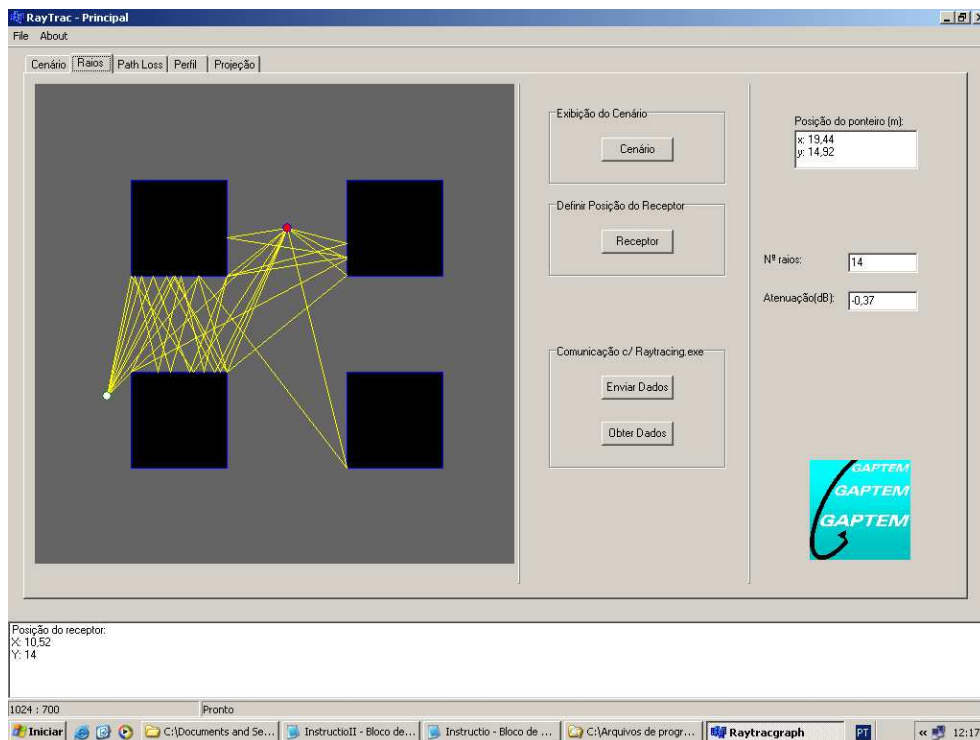
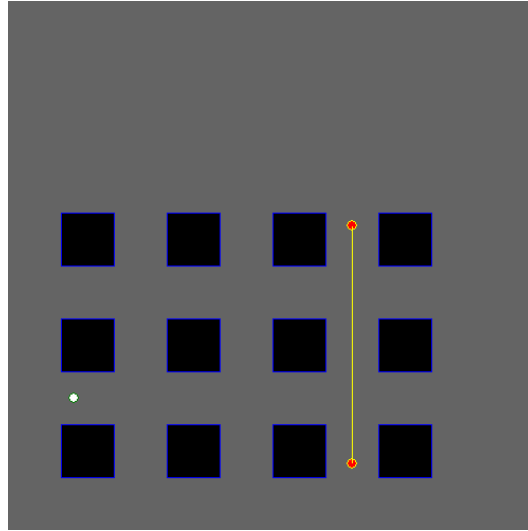
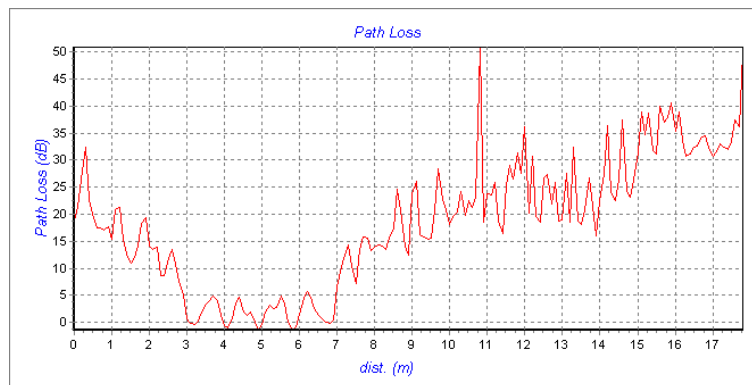


Figura A.1: Exemplo de traçado de raios.



(a) Configuração de um ambiente e de uma rota de receptores



(b) Atenuação ao longo da rota de receptores ilustrada na Fig. A.2(a)

Figura A.2: Exemplo de atenuação ao longo de uma rota de receptores

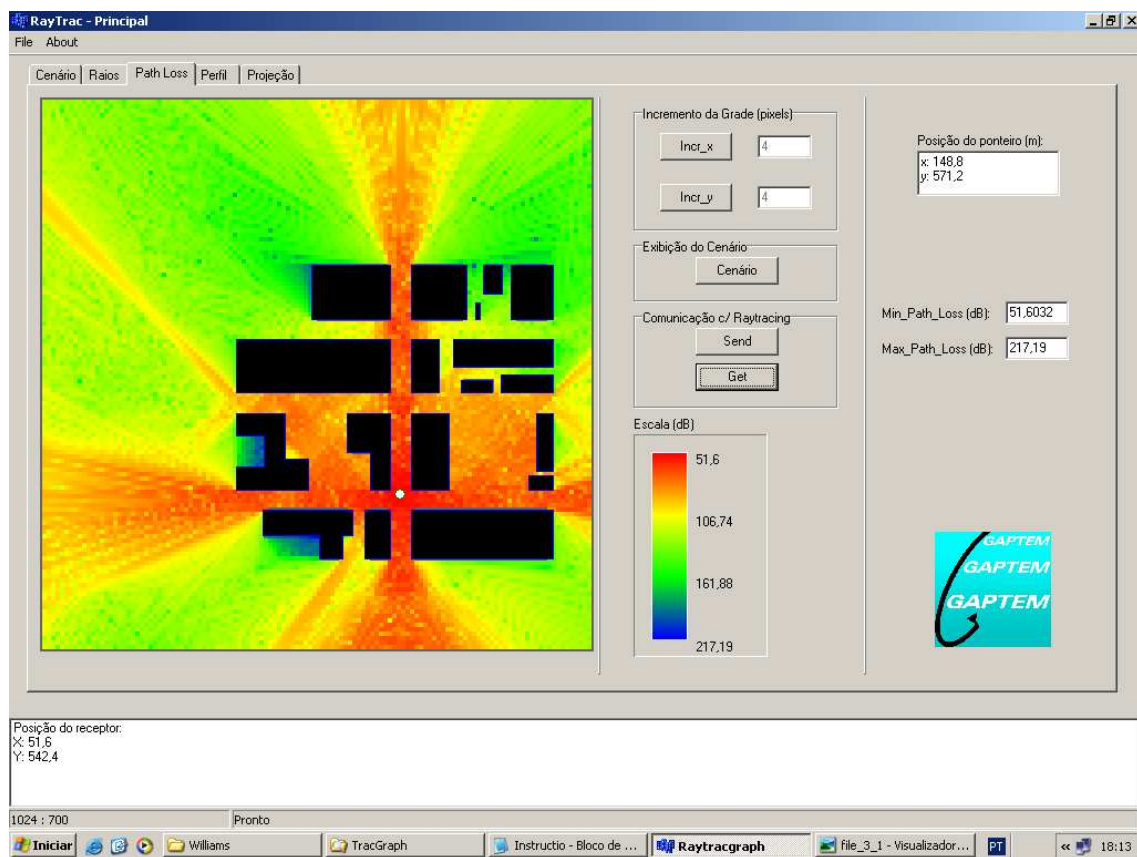


Figura A.3: Exemplo de predição de cobertura em um ambiente urbano.

Referências Bibliográficas

- [1] T. S. Rappaport, *Wireless Communications - Principles & Practice*, 2nd Ed., Prentice Hall PTR, 2001.
- [2] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2nd Ed., John Wiley and Sons, 2000.
- [3] A. Peterson, S. Ray, R. Mittra, *Computational Methods for Electromagnetics*, NY: IEEE Press, 1998.
- [4] M. F. Catedra and J. P. Arriaga, *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House - Mobile Communications Series, 1999.
- [5] F. J. S. Moreira; "A MFIE-Based Prediction for UHF Vertically-Polarized Wave Propagation over Irregular Terrains;" 2001 IEEE Antennas and Propagation International Symposium Digest, Boston, Massachusetts, USA, vol. 1, pp. 456-459, July 2001.
- [6] R. F. Kouyoumjian, and P. H. Pathak, "A Uniform Geometrical Theory of Diffraction for an Perfectly Conducting Surface," *Proc. IEEE*, vol. 62, pp. 1448-1461, Nov. 1974.
- [7] D. A. McNamara, C. W. I. Pistorius and J. A. G. Malherbe, *Introduction to the Uniform Geometrical Theory of Diffraction*, Artech House, Boston, MA, 1990.
- [8] D. Porcino and W. Hirt, "Ultra-wideband radio technology: potencial and challenges ahead," *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, pp. 66-74, Jul. 2003.
- [9] André Mendes Cavalcante, *Estratégias Computacionais Aplicadas em Técnicas de Traçado de Raios 3D para o Aumento da Eficiência na Caracterização de Canais de Propagação de Redes Sem-Fio*, Tese de Doutorado, UFPA, Belém, 2007.
- [10] Daniela N. Schettino, *Técnicas Assintóticas para Predição de Cobertura Radioelétrica*, Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, Março 2002.
- [11] Marcio E. C. Rodrigues, *Técnicas de Traçado de Raios em Três Dimensões para Cálculo de Campos em Ambientes Exteriores e Interiores*, Dissertação de Mestrado, PUC-Rio, 2000.

- [12] K. L. Borges; “Caracterização Banda-Larga do Canal Rádio Utilizando a Teoria Uniforme da Difração,” Dissertação de Mestrado, PPGEE/UFMG, 19 de Março de 2003.
- [13] C. G. do Rego, “Formulações assintóticas para o espalhamento por superfícies condutoras no domínio do tempo e aplicações à análise de transientes em antenas refletoras,” tese (doutorado) - CÉTUC/PUC-RJ, 2001.
- [14] L. Juan-Llacer, L. Ramos, and N. Cardona, “Application of Some Theoretical Models for Coverage Prediction in Macrocell Urban Environments,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 48, pp. 1463–1468, Sep. 1999.
- [15] Kurner, T.; Cichon, D.J.; Wiesbeck, W.; “Concepts and results for 3D digital terrain-based wave propagation models: an overview,” *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 11, pp. 1002–1012, Sept 1993.
- [16] Iskander, M.F.; Zhengqing Yun; “Propagation prediction models for wireless communication systems,” *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 662–673, March 2002.
- [17] J. Richter, M. O. Al-Nuaimi, L. P. Ivrisimtzis, “Optimisation of radio coverage in urban microcells using a UTD based ray-tracing model,” *IEE Proceedings of Microwaves, Antennas and Propagation*, vol. 151, pp. 187–192, Jun. 2004.
- [18] D. N. Schettino, F. J. S. Moreira, and C. G. Rego, “Efficient Ray Tracing for Radio Channel Characterization of Urban Scenarios,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 43, no. 4, pp. 1305–1308, Apr. 2007.
- [19] M. C. Lawton and J. P. McGeehan, “The Application of a Deterministic Ray Launching Algorithm for the Prediction of Radio Channel Characteristics in Small-Cell Environments,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 955–969, Nov. 1994.
- [20] S. Y. Tan and H. S. Tan, “A Microcellular Communications Propagation Model Based on the Uniform Theory of Diffraction and Multiple Image Theory,” *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 1317–1326, Oct. 1996.
- [21] K. Rizk, J.-F. Wagen, and F. Gardiol, “Two-Dimensional Ray-Tracing Modeling for Propagation Prediction in Microcellular Environments,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 46, pp. 508–518, May 1997.
- [22] H. W. Son; N. H. Myung; “A deterministic ray tube method for microcellular wave propagation prediction model,” *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 1344–1350, Aug. 1999.
- [23] J. W. McKown, and R. L. Hamilton, “Ray-Tracing as a Design Tool for Radio Networks,” *IEEE Network Mag.*, vol. 5, pp. 27–30, Nov. 1991.

- [24] K. R. Schaubach, N. J. Davis *IV*, and T. S. Rappaport, "A Ray Tracing Method for Predicting Path Loss and Delay Spread in Microcellular Environments," *IEEE Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 932–935, May 1992.
- [25] M. F. Catedra, J. Perez, A. Gonzalez, O. Gutierrez, F. S. Adana, "Fast computer tool for the analysis of propagation in urban cells," *Wireless Communications Conference, 1997, Proceedings*, pp. 240–245, Aug. 1997.
- [26] G. Liang and H. L. Bertoni, "A New Approach to 3-D Ray Tracing for Propagation Prediction in Cities," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 46, pp. 853–863, Jun. 1998.
- [27] R. P. Torres, L. Valle, M. Domingo, S. Loreda, and M. C. Diez, "CIN-DOOR: An Engineering Toll for Planning and Design of Wireless Systems in Enclosed Spaces," *IEEE Antennas Propagation Magazine*, vol. 41, pp. 11–22, Aug. 1999.
- [28] S. Y. Tan and H. S. Tan, "Propagation Model for Microcellular Communications Applied to Path Loss Measurements in Ottawa City Streets," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, pp. 313–317, May 1995.
- [29] V. Erceg, S. J. Fortune, J. Ling, A. J. Rustako, Jr., and R. A. Valenzuela, "Comparisons of a Computer-Based Propagation Prediction Tool with Experimental Data Collected in Urban Microcellular Environments," *IEEE J. Selected Areas Commun.*, vol. 15, pp. 677–684, May 1997.
- [30] S.-C. Kim, B. J. Guarino Jr., T. M. Willis III, V. Erceg, S. J. Fortune, R. A. Valenzuela, L. W. Thomas, J. Ling, and J. D. Moore, "Radio Propagation Measurements and Prediction Using Three-Dimensional Ray Tracing in Urban Environments at 908 MHz and 1.9 GHz," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 931–946, May 1999.
- [31] A. G. Kanatas, and P. Constantinou, "A propagation prediction tool for urban mobile radio systems," *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. 49, pp. 1348–1355, July 2000.
- [32] R. J. Luebbers, "Finite Conductivity Uniform GTD Versus Knife Edge Diffraction in Prediction of Propagation Path Loss," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 32, pp. 70–76, Jan. 1984.
- [33] Tiberio, R.; Manara, G.; Pelosi, G.; Kouyuoumjian, R.G.; "High-frequency electromagnetic scattering of plane waves from double wedges," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 37, pp. 1172–1180, Sept. 1989.
- [34] R. J. Luebbers, "A heuristic UTD slope diffraction coefficient for rough lossy wedges," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 37, no.2, pp. 206–211, Feb. 1989.
- [35] Peter D. Holm, "UTD-diffraction coefficients for higher order wedge diffracted fields," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 44, pp. 879–888, Jun. 1996.

- [36] Peter D. Holm, "A New Heuristic UTD Diffraction Coefficient for Non-perfectly Conducting Wedges," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 48, pp. 1211–1219, Aug. 2000.
- [37] Aidi M.; Lavergnat J., "Comparison of Luebbers' and Maliuzhinets' wedge diffraction coefficients in urban channel modelling," *J. Electro.Wav. Appl.*, vol. 15, pp. 687–689, 2001.
- [38] Bernardi, P.; Cicchetti, R.; Testa, O.; "A three-dimensional UTD heuristic diffraction coefficient for complex penetrable wedges," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 217–224, Feb 2002.
- [39] H. M. El-Sallabi, and P. Vainikainen, "Improvements to Diffraction Coefficient for Non-Perfectly Conducting Wedges," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 3105–3109, Sep. 2005.
- [40] D. N. Schettino, F. J. S. Moreira, and C. G. Rego, "Novel Heuristic UTD Coefficients for the Characterization of Radio Channels," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol.43, no.4, pp.1301–1304, Apr. 2007.
- [41] T. Kurner, D. J. Cichon, W. Wiesbeck, "Wideband characterisation of personal communication networks by propagation models," *8th International Conference on Antennas and Propagation*, 1993, pp. 865–868.
- [42] W. Yang, Z. Qinyu, Z. Naitong, and Z. Xinwei, "Time Domain Analysis of UWB Pulsed Field Diffraction," *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology*, 2007. ICMMT'07, pp. 1–4, Apr. 2007.
- [43] D. Erricolo, U. G. Crovella, P. L. E. Uslenghi, "Time-domain analysis of measurements on scaled urban models with comparisons to ray-tracing propagation simulation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 736–741, May 2002.
- [44] Corazza, G.E.; Degli-Esposti, V.; Frullone, M.; Riva, G.; "A characterization of indoor space and frequency diversity by ray-tracing modeling," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 14, pp. 411 - 419, April 1996.
- [45] R. P. Torres, S. Loredó, M. Domingo, and L. Valle, "A new method to estimate efficiently the local fading statistics from ray-tracing," *IEEE Int. Antennas Propagat. Symp. Dig.*, vol. 37, pp. 412 - 415, Jun. 1999.
- [46] R. P. Torres, S. Loredó, L. Valle, M. Domingo, "An accurate and efficient method based on ray-tracing for the prediction of local flat-fading statistics in picocell radio channels," *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, vol. 19, pp. 170 - 178, Feb. 2001.
- [47] B.-Y. Park, D.-H. Choi, K.-J. Kim, and H.-K. Park, "The Fading Characteristics in the Microcellular Environments Using Deterministic Prediction Model," *IEEE Proc. Veh. Technol. Conf.*, pp. 740–744, 2000.

- [48] Kimura, K.; Horikoshi, J.; "Prediction of wideband propagation characteristics of the millimeter-wave in the mobile radio environment," *Universal Personal Communications, 1998. ICUPC '98. IEEE 1998 International Conference on*, vol. 1, pp. 3–7, Oct. 1998.
- [49] A. H. Muqaibel, "Characterization of Ultra Wideband Communication Channels," PhD Dissertation, Electrical and Computer Engineering Dept., Virginia Tech, March 2003.
- [50] A. Becker and V. Hansen, "A hybrid method combining the Time-Domain Method of Moments, the Time-Domain Uniform Theory of Diffraction and the FDTD," *Advances in Radio Science*, vol. 5, pp. 107–113, Jun. 2007.
- [51] P.R. Rousseau and P. H. Pathak, "Time Domain Version of the Uniform Geometrical Theory of Diffraction," Technical Report 721564-3, The Ohio State University, Feb. 1996.
- [52] F. A. Agelet, F. P. Fontan, and A. Formella, "Fast Ray Tracing for Microcellular and Indoor Environments," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 33, pp. 1484–1487, Mar. 1997.
- [53] F. A. Agelet, A. Formella, J. M. H. Rábanos, F. I. Vicente and F. P. Fontán, "Efficient Ray-Tracing Acceleration Techniques for Radio Propagation Modeling," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 49, pp. 2089–2104, Nov. 2000.
- [54] M. F. Catedra, J. Perez, F. Saez de Adana, and O. Gutierrez, "Efficient Ray-Tracing Techniques for Three-Dimensional Analyses of Propagation in Mobile Communications: Application to Picocell and Microcell Scenarios," *IEEE Antennas Propagat. Magazine*, vol. 40, pp. 15–28, Apr. 1998.
- [55] R. P. Torres, L. Valle, M. Domingo, and S. Loredó, "An efficient ray-tracing method for enclosed spaces based on image and BSP algorithm," *Antennas and Propagation Society. IEEE International Symposium 1999*, vol. 1, pp. 416–419, July 1999.
- [56] M. Berg, M. Kreveld, M. Overmars and O. Schwarzkopf; "Computational Geometry - Algorithms and Applications," Second Edition, Springer Verlag, 2000.
- [57] Zhengqing Yun; Zhijun Zhang; Iskander, M.F.; "A ray-tracing method based on the triangular grid approach and application to propagation prediction in urban environments," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 50, pp. 750–758, May 2002.
- [58] Chen, Z.; Bertoni, H.L.; Delis, A.; "Progressive and Approximate Techniques in Ray-Tracing-Based Radio Wave Propagation Prediction Models," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, pp. 240–251, Jan. 2004.

- [59] D. N. Schettino, F. J. S. Moreira, and C. G. Rego, "Heuristic TD-UTD Coefficients for the Transient Analysis of Diffraction by Lossy Conducting Wedges," 12th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation (CEFC 2006), Miami, FL, USA, p. 272, May 2006.
- [60] T. Senior and J. Volakis, *Approximate Boundary Conditions in Electromagnetics*, London: IEE Press, 1995.
- [61] J. H. Whitteker, "Measurements of Path Loss at 910 MHz for Proposed Microcell Urban Mobile Systems," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 37, pp. 125–129, Aug. 1988.
- [62] <http://www2.ihe.uni-karlsruhe.de/forschung/cost231/cost231.en.html>. Acessado em 21 de agosto de 2007.
- [63] R.N. Bracewell; *The Fourier Transform and its Applications*, McGraw Hill, New York, 2nd edition, 1986.
- [64] E. Heyman and L.B. Felsen; "Weakly Dispersive Spectral Theory of Transients, Part I: Formulation and Interpretation," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 1, pp. 80–86, Jan. 1987.
- [65] E. Heyman and L.B. Felsen; "Weakly Dispersive Spectral Theory of Transients, Part II: Evaluation of the Spectral Integral," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 5, pp. 574–580, May 1987.
- [66] E. Heyman; "Weakly Dispersive Spectral Theory of Transients, Part III: Applications," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 35, no. 11, pp. 1258–1266, Nov. 1987.
- [67] E. F. Kuester; "The Transient Electromagnetic Field of a Pulsed Line Source Located above a Dispersively Reflecting Surface," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 32, no. 11, pp. 1154–1162, Nov. 1984.
- [68] A. G. Tijhuis, and A. R. Bretones, "Transient Excitation of a Layered Dielectric Medium by a Pulsed Electric Dipole," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 48, no. 10, pp.1673–1684, Oct. 2000.
- [69] Charles A. Frost; "Measurement and Evaluation of Artificial Dielectric Material"; <http://www-e.uni-magdeburg.de/notes/pdf/mn0057.pdf>, Apr,2002.
- [70] Selormey, P.; Miyazaki, Y.; "Electromagnetic characteristics of concrete buildings in urban microcellular radio propagation environment," *Electromagnetic Compatibility, 1999 International Symposium on*, pp. 436–439, May 1999.
- [71] Carluccio, G.; Albani, M.; "An Efficient Ray Tracing Algorithm for Multiple Straight Wedge Diffraction," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 56, no. 11, pp.3534–3542, Nov. 2008.