

STEVAN GRUBISIC

**PREDIÇÃO DE CAMPOS EM
AMBIENTES INTERIORES UTILIZANDO A
TÉCNICA DE TRAÇADO DE RAIOS**

FLORIANÓPOLIS

2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**PREDIÇÃO DE CAMPOS EM
AMBIENTES INTERIORES UTILIZANDO A
TÉCNICA DE TRAÇADO DE RAIOS**

Dissertação submetida à
Universidade Federal de Santa Catarina
como parte dos requisitos para a
obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

STEVAN GRUBISIC

Florianópolis, Março de 2005

PREDIÇÃO DE CAMPOS EM AMBIENTES INTERIORES UTILIZANDO A TÉCNICA DE TRAÇADO DE RAIOS

Stevan Grubisic

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em *Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos*, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.
Orientador

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Prof. Walter Pereira Carpes Junior, Dr.
Presidente

Prof. João Pedro Assumpção Bastos, Dr.
Co-Orientador

Prof. Hugo Armando Domínguez Almaguer, Dr.

Prof. Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, Ph. D.

Prof. Patrick Kuo Peng, Dr.

Dedico este trabalho à minha namorada,
Viviane Vasconcellos Ferreira.

Agradecimentos

Ao meu pai, Petar Grubišić, por ser meu inesgotável manancial de inspiração.

À minha mãe, Clara Alice Emmendoerfer Grubisic e às minhas irmãs, Katarina Grubisic Vieira e Ana Grubisic, pelo incentivo e apoio.

À minha namorada, Viviane Vasconcellos Ferreira, que sempre esteve ao meu lado.

Ao Prof. Walter Pereira Carpes Junior, pela orientação e pela constante difusão de conhecimento e de motivação.

Ao Prof. João Pedro Assumpção Bastos, pela co-orientação e pela confiança.

A todos os colegas do GRUCAD, que contribuíram para este trabalho, direta ou indiretamente.

À CAPES, pelo suporte financeiro.

Resumo da Dissertação apresentado à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

PREDIÇÃO DE CAMPOS EM AMBIENTES INTERIORES UTILIZANDO A TÉCNICA DE TRAÇADO DE RAIOS

Stevan Grubisic

Março/2005

Orientador: Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Área de Concentração: Eletromagnetismo e Dispositivos Eletromagnéticos.

Palavras-chave: traçado de raios, propagação de ondas, predição, ambientes interiores, comunicações sem fio.

Número de Páginas: 98.

RESUMO: Neste trabalho, foi desenvolvido um modelo bidimensional baseado na Técnica de Traçado de Raios para a predição de campos eletromagnéticos em ambientes interiores. A Teoria das Imagens foi utilizada para a determinação dos percursos, tendo sido desenvolvido um novo procedimento, compatível com essa teoria, para a determinação dos percursos exatos transmitidos através de obstáculos. Este procedimento torna a Técnica de Traçado de Raios (baseada na Teoria das Imagens) mais precisa em ambientes interiores devido à consideração do desvio no percurso de um raio transmitido. A Ótica Geométrica e a Teoria Uniforme da Difração foram utilizadas para o cálculo dos campos devido às principais interações da onda com o ambiente (raios diretos, refletidos difratados e transmitidos). A validação da ferramenta desenvolvida deu-se por meio de reproduções de resultados obtidos na literatura bem como pela comparação dos resultados obtidos pelo modelo implementado (Traçado de Raios) com o método FDTD. Algumas aplicações do modelo foram feitas em cenários interiores práticos, avaliando-se os canais por meio do levantamento da distribuição de potência e dos parâmetros de dispersão temporal dos canais estudados. O modelo desenvolvido mostrou-se eficiente e preciso, podendo ser usado em um grande número de aplicações no planejamento de sistemas de comunicação sem fio.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

FIELD PREDICTION IN INDOOR ENVIRONMENTS USING RAY-TRACING TECHNIQUE

Stevan Grubisic

March/2005

Advisor: Walter Pereira Carpes Junior, Dr.

Area of Concentration: Electromagnetism and Electromagnetic Devices.

Keywords: ray-tracing, wave propagation, prediction, indoor environments, wireless communication.

Number of Pages: 98.

ABSTRACT: In this work, a bidimensional model based on the ray-tracing technique for electromagnetic field prediction in indoor environments is presented. The Image Theory was used for determining the paths and a new procedure, compatible with this theory, was developed for accurately determining transmitted paths through obstacles. This procedure renders the ray-tracing technique (based on the Image Theory) more accurate in indoor environments since the shifts of the transmitted ray paths are taken into account. Geometric Optics and Uniform Theory of Diffraction have been used for computing the fields due to the main interactions of the wave with the environment (direct, reflected, diffracted and transmitted rays). The validation of the developed tool was done through reproductions of results from the literature as well as through the comparison of the results obtained with the implemented model (ray-tracing) with FDTD results. Some applications of the model were made in practical indoor scenarios, evaluating the channels by means of the power distribution survey and the time dispersion parameters of the studied channels. The developed model is efficient and accurate, being able to be used in a great number of applications in the planning of wireless communication systems.

SUMÁRIO

Lista de Figuras.....	ix
Lista de Tabelas.....	xii
Lista de Siglas.....	xiii
1 Introdução.....	1
2 Radiopropagação em Sistemas de Comunicação sem Fio.....	4
2.1 Introdução.....	4
2.2 As Equações de Maxwell e as Ondas Eletromagnéticas.....	4
2.3 Mecanismos de propagação: reflexão, transmissão e difração.	9
2.4 O Canal Radiomóvel.....	11
2.4.1 Parâmetros de dispersão do Canal Radiomóvel.....	13
2.5 Modelos de Predição.....	15
2.5.1 Modelos Empíricos.....	15
2.5.2 Modelos Determinísticos.....	16
3 Técnica de Traçado de Raios.....	19
3.1 Introdução.....	19
3.2 Comparação entre a Teoria das Imagens e o Método SBR.....	20
3.3 Descrição do ambiente.....	23
3.4 Raios Refletidos.....	25
3.5 Raios Difratados.....	30
3.6 Raios Transmitidos Através de Obstáculos.....	32
3.6.1 Avaliação do Erro do Raio Transmitido.....	38
3.7 Classificação das Trajetórias dos Raios.....	40
4 Ótica Geométrica e Teoria Uniforme da Difração.....	42
4.1 Introdução.....	42
4.2 Conceito de Tubo de Raios e a GO.....	44
4.3 Campo devido aos Raios Diretos.....	47

4.4	Campo devido aos Raios Refletidos	48
4.4.1	Coeficiente de Reflexão de Fresnel	49
4.5	Campo devido aos Raios Difractados	52
4.5.1	Coeficiente de Difração	54
4.5.2	Campo nas Regiões de Transição	57
4.6	Campo devido aos Raios Transmitidos	59
4.6.1	Coeficiente de Transmissão de Fresnel	60
5	Resultados Numéricos	62
5.1	Introdução	62
5.2	Validação do Modelo	62
5.2.1	Validação dos Raios Refletidos	63
5.2.2	Validação dos Raios Difractados	67
5.2.3	Validação dos Raios Transmitidos Através de Paredes	69
5.3	Resultados em Ambientes Interiores Práticos	71
5.3.1	Avaliação da Distribuição de Potência dos Canais	73
5.3.2	Avaliação dos Parâmetros de Distribuição Temporal dos Canais	79
6	Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros	83
	Anexo A – Cálculo de Intersecção	86
	Anexo B – Determinação do ângulo real de Refração	89
	Anexo C – Fator de Espalhamento	91
	Anexo D – Fluxograma	94
	Referências Bibliográficas	95

Lista de Figuras

2.1	Sistema de coordenadas esféricas.....	7
2.2	Separação teórica das regiões de campos próximo e distante.....	8
2.3	(a) Princípio de Huygens; (b) Difração por obstáculo do tipo gume-de-faca	10
2.4	Características de um canal radiomóvel típico [26].....	11
2.5	Multipercurso em um canal radiomóvel.....	12
2.6	Ilustração dos parâmetros do canal radiomóvel por meio do Perfil de Retardos.....	13
2.7	Categorias computacionais para resolução de problemas eletromagnéticos de altas frequências (segundo [29]).....	16
2.8	Exemplo da discretização e do cálculo dos campos utilizando o método FDTD.....	17
3.1	Ilustração da Técnica de Traçado de Raios utilizando o método SBR.....	19
3.2	Ilustração da Técnica de Traçado de Raios utilizando a IT	21
3.3	Representação bidimensional de um cenário real (3D)	23
3.4	Ilustração do fenômeno da reflexão representado pela IT.....	25
3.5	Exemplo de determinação de imagens (até 2ª ordem)	26
3.6	Representação da árvore de imagens	27
3.7	Ilustração da região de iluminação a partir de uma imagem e de um obstáculo	29
3.8	Ilustração da difração de um raio incidindo em uma aresta.....	30
3.9	Representação bidimensional da difração de um raio incidindo em uma aresta	31
3.10	Trajetória de um raio transmitido através de uma parede	33
3.11	Ilustração dos parâmetros geométricos utilizados no procedimento para a determinação do raio transmitido.....	35
3.12	Ilustração do percurso encontrado e detalhamento do erro e	36
3.13	Variação do ângulo de refração em função do ângulo de incidência	38
4.1	Representação da propagação da onda utilizando a GO	42
4.2	Tubo de raios	44
4.3	Representação de frentes de onda associadas a um raio	45

4.4	Representação do percurso da onda refletida	48
4.5	Decomposição dos campos no sistema de coordenadas fixo ao raio	48
4.6	Módulos dos Coeficientes de Reflexão em função do ângulo de incidência utilizando uma parede de concreto com ($d \rightarrow \infty$)	50
4.7	Módulos dos Coeficientes de Reflexão em função do ângulo de incidência utilizando uma parede de concreto com ($d = 20\text{cm}$)	51
4.8	Ilustração das diversas regiões formadas pela interação de uma onda com uma aresta	52
4.9	Ilustração dos parâmetros relevantes para o cálculo dos campos difratados .	54
4.10	Ilustração da difração na região de transição	56
4.11	Ilustração do percurso de um raio transmitido através de uma parede	58
4.12	Módulos dos Coeficientes de Transmissão em função do ângulo de incidência utilizando uma parede de concreto com ($d = 20\text{cm}$)	60
5.1	Representação do cenário utilizado para validação dos raios direto e refletidos	62
5.2	(a) Simulação utilizando a Técnica de Traçado de Raios com $NR = 4$; (b) Simulação utilizando FDTD	63
5.3	(a) Percurso observado (linha normal); (b) Comparação dos campos normalizados ao longo do percurso observado	64
5.4	(a) Percurso observado (linha diagonal); (b) Comparação dos campos normalizados ao longo do percurso observado	64
5.5	Aresta perfeitamente condutora formada por duas faces planas com $\alpha = 40^\circ$	66
5.6	(a) Polarização vertical – campo elétrico em torno da aresta condutora; (b) Polarização horizontal – campo magnético em torno da aresta condutora	67
5.7	Parede de concreto e linhas de observação do campo (normal e oblíqua)	68
5.8	(a) comparação dos campos observados ao longo da linha normal; (b) comparação dos campos observados ao longo da linha oblíqua ($\theta_i = 30^\circ$)	69
5.9	Cenário utilizado para a comparação de resultados [41]	70
5.10	Comparação dos resultados obtidos pelo modelo implementado e os valores medidos e simulados obtidos em [41]	70

5.11	Ilustração do cenário analisado	72
5.12	Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x = 17,6\text{m}; y = 12,1\text{m})$, radiando EIRP = 30dBm	73
5.13	Potência recebida ao longo da rota com uma antena transmissora posicionada em $(x = 17,6\text{m}; y = 12,1\text{m})$, radiando EIRP = 30dBm	74
5.14	Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x = 37,8\text{m}; y = 26,8\text{m})$, radiando EIRP = 40dBm	75
5.15	Potência recebida ao longo da rota com uma antena transmissora posicionada em $(x = 37,8\text{m}; y = 26,8\text{m})$, radiando EIRP = 40dBm	75
5.16	Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x_1 = 1,18\text{m}; y_1 = 26,8\text{m})$ e outra em $(x_2 = 37,8\text{m}; y_2 = 1,8\text{m})$, cada uma radiando EIRP = 27dBm	76
5.17	Potência recebida ao longo da rota com as antenas transmissoras posicionadas em $(x_1 = 1,18\text{m}; y_1 = 26,8\text{m})$ e outra em $(x_2 = 37,8\text{m}; y_2 = 1,8\text{m})$, cada uma radiando EIRP = 27dBm	77
5.18	Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x = -50\text{m}; y = 100\text{m})$, radiando EIRP = 57dBm	77
5.19	Potência recebida ao longo da rota com a antena transmissora posicionada em $(x = -50\text{m}; y = 100\text{m})$, radiando EIRP = 27dBm	78
5.20	Perfil de retardos no ponto de recepção Rx, com a antena transmissora posicionada em $(x = 17,6\text{m}; y = 12,1\text{m})$, radiando EIRP = 30dBm	79
5.21	Perfil de retardos no ponto de recepção Rx, com a antena transmissora posicionada em $(x = 37,8\text{m}; y = 26,8\text{m})$, radiando EIRP = 40dBm	80
5.22	Perfil de retardos no ponto de recepção Rx, com as antenas transmissoras posicionadas em $(x_1 = 1,18\text{m}; y_1 = 26,8\text{m})$ e outra em $(x_2 = 37,8\text{m};$ $y_2 = 1,8\text{m})$, cada uma radiando EIRP = 27dBm	80
5.23	Perfil de retardos no ponto de recepção Rx, com a antena transmissora posicionada em $(x = -50\text{m}; y = 100\text{m})$, radiando EIRP = 57dBm	81
A.1	Intersecção entre um raio e um obstáculo	84
A.2	Ilustração da incidência oblíqua de uma onda em um com perdas	88
A.3	Representação de frentes de ondas utilizando o conceito de tubo de raios ...	89

Lista de Tabelas

3.1	Comparação da característica dos métodos SBR e IT	22
3.2	Representação geométrica e elétrica de um cenário	24
3.3	Valores de erro ϵ em função do ângulo de incidência e da distância Y	38
5.1	Discrepância dos campos, em dB, nos pontos de interferência destrutiva, em relação ao método FDTD	65
5.2	Parâmetros para a Simulação	71

Lista de Siglas

CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
CEM	<i>Computational Electromagnetics</i>
EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
FDTD	<i>Finite Difference Time Domain</i>
GO	<i>Geometrical Optics</i>
GRUCAD	Grupo de Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
GTD	<i>Geometrical Theory of Diffraction</i>
IT	<i>Image Theory</i>
MoM	<i>Moment Method</i>
OPU	Onda Plana Uniforme
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SBR	<i>Shooting and Bouncing Rays</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
TEM	<i>Transverse Electromagnetic</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UTD	<i>Uniform Theory of Diffraction</i>
VSWR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>

1 Introdução

O desenvolvimento tecnológico em sistemas de comunicação sem fio, ocorrido nas últimas décadas, vem consolidando um crescente número de serviços de telecomunicações no cotidiano da sociedade, como a telefonia celular, os serviços móveis pessoais e a TV Digital.

Tais sistemas, no entanto, utilizam um escasso e, conseqüentemente, valioso “bem”: o espectro eletromagnético. A solução encontrada para suportar o crescente número de usuários desses serviços é a reutilização de faixas de frequência. Para isso, é necessário um rigoroso planejamento, no qual se utiliza o conceito de células, que consiste, basicamente, na diminuição da área de cobertura devido ao aumento de tráfego [1], possibilitando o reuso das faixas de frequência.

No planejamento de um sistema sem fio, é de extrema importância a utilização de um método preciso de predição de campos para delinear a área de cobertura, analisar os fenômenos de multipercurso, avaliar interferências co-canais e localizar o posicionamento ótimo da antena transmissora. Além disso, pode-se identificar a presença de possíveis campos que excedam os limites máximos permitidos para a exposição humana [2].

As técnicas para a predição de campos em sistemas de radiofrequência, principalmente na faixa UHF (300MHz – 3GHz), vêm sendo intensamente estudadas. Apesar da existência de modelos empíricos consagrados, amplamente utilizados em ambientes urbanos (macrocélulas), a eficácia desses métodos não é constatada em micro e picocélulas (p. ex., ambientes interiores). Assim, diversos modelos determinísticos (teóricos) são propostos na literatura para atenderem esta necessidade no planejamento de sistemas. Dentre os modelos teóricos, o método das Diferenças Finitas no Domínio do Tempo (FDTD – *Finite Difference Time Domain*) [3] e a Técnica de Traçado de Raios (*Ray-Tracing*) são os mais populares para predições de campos em ambientes interiores (*indoor*) [4]. Além do mais, hoje, os modelos que utilizam a Técnica de Traçado de Raios pertencem ao grupo dos mais precisos modelos de predição de campos, sendo aplicados principalmente para predição de perdas de percurso (*path loss*) e para análises de dispersão temporal (*delay spread*) em micro e picocélulas [4].

A Técnica de Traçado de Raios é um método assintótico (válido em altas frequências) que combina técnicas de computação gráfica com cálculo numérico eletromagnético [5]. Este método realiza a análise da propagação de ondas de

radiofrequência através de um cenário que represente, com razoável fidelidade, um ambiente onde se deseja realizar a predição de campos, levando-se em consideração as diversas interações (reflexão, refração e difração) dos raios com os obstáculos do ambiente. Estes raios representam as ondas eletromagnéticas radiadas por uma antena transmissora. O cálculo do campo é então obtido pelo somatório dos campos provenientes dos diversos percursos.

Existem dois métodos de traçado de raios apresentados na literatura: o Método SBR (*Shooting and Bouncing Rays*) [6]-[14], também conhecido como Método da “Força Bruta”; e o Método que utiliza a Teoria das Imagens (IT – *Image Theory*) [15]-[24]. A Teoria das Imagens foi a escolhida para a realização deste trabalho de mestrado por apresentar vantagens na precisão, além de possuir maior facilidade na consideração dos efeitos da difração. Adicionalmente, a precisão do método SBR é comprometida, já que o percurso é determinado de forma aproximada, ou seja, um raio pode não atingir efetivamente o receptor, mas apenas a esfera de recepção. Esta falha na precisão não ocorre no Método das Imagens, já que a geração da imagem permite obter um percurso exato do transmissor até o receptor.

Modelos determinísticos baseados na Técnica de Traçado de Raios possuem algumas variações, principalmente no tratamento da difração. As técnicas utilizadas para a implementação do método foram a Ótica Geométrica (GO – *Geometrical Optics*) e a Teoria Uniforme da Difração (UTD – *Uniform Theory of Diffraction*). A utilização da GO permite não só obter resultados quantitativos de amplitude de campos eletromagnéticos como também permite a consideração das informações de fase e polarização. Para incluir os efeitos da difração, é utilizada a UTD, cujas expressões assintóticas são válidas em qualquer ponto [25], mesmo nas vizinhanças de fronteiras de sombra.

O objetivo principal deste trabalho é o desenvolvimento, através de implementação computacional, de um modelo bidimensional de predição de campos eletromagnéticos, baseado na Técnica de Traçado de Raios utilizando a Teoria das Imagens. Tal modelo terá aplicação em planejamento de sistemas de comunicação sem fio (Sistemas Celulares, WLANs, TV Digital, etc) com o foco, principalmente, em análises de ambientes *indoor*.

Esta dissertação está estruturada em 6 capítulos. Após a contextualização geral do assunto, apresentada na Introdução (Capítulo 1), os capítulos seguintes tratam de tópicos que, de forma integrada, foram aplicados ao longo dos trabalhos desenvolvidos no mestrado.

O Capítulo 2 apresenta, de forma resumida, os conceitos de radiopropagação aplicados em sistemas de comunicação sem fio. São apresentadas as Equações de Maxwell, chegando nas formulações que regem o comportamento das ondas eletromagnéticas. Alguns parâmetros de canais radiomóvel são apresentados, sendo abordados os modelos (empíricos e determinísticos) utilizados na caracterização desses canais.

No Capítulo 3, são conceitualizadas as Técnicas de Traçado de Raios utilizando a abordagem SBR e, sobretudo, a IT, utilizada na implementação do programa. Os procedimentos para a determinação de todos os percursos relevantes (raios diretos, refletidos, difratados e transmitidos) são abordados. Uma nova proposta para a inclusão de raios transmitidos através de paredes é detalhada neste capítulo.

No Capítulo 4, são especificados os procedimentos de cálculo de campos de alta frequência, utilizando a GO e a UTD, que solucionam os problemas de propagação de ondas ao longo dos percursos (raios) encontrados pela Técnica de Traçado de Raios, apresentada no Capítulo 3.

O Capítulo 5 apresenta a validação do modelo implementado. Neste sentido, são apresentados os resultados obtidos em algumas aplicações em cenários práticos *indoor*, em que o mapeamento de potências (campos) é levantado. Adicionalmente, são feitas algumas avaliações dos parâmetros de dispersão dos canais por meio do Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*) dos canais estudados.

No Capítulo 6 são feitas as considerações finais acerca dos assuntos estudados e implementados ao longo do trabalho. Para finalizar, as conclusões finais, com base nos resultados obtidos, são apresentadas e algumas propostas de continuidade nesta linha de pesquisa são destacadas.

2 Radiopropagação em Sistemas de Comunicação sem Fio

2.1 Introdução

Os sistemas de comunicação sem fio podem ser representados por canais em que as ondas eletromagnéticas se propagam. Estes canais simulam percursos que vão desde simples linhas de visada direta (propagação direta entre transmissor e receptor, sem a interação da onda com obstáculos), até complexos sistemas severamente obstruídos por prédios, montanhas e/ou árvores. Ao contrário dos canais com fio, que são estacionários e previsíveis, os canais de rádio são extremamente aleatórios e de difícil análise [26].

Neste capítulo serão, resumidamente, apresentadas as características da propagação em sistemas de comunicação sem fio. Serão delineados os conceitos de ondas (**Seção 2.1**), os mecanismos da radiopropagação (**Seção 2.2**) e, na **Seção 2.3**, serão retratados os parâmetros dos canais radiomóvel e os modelos desses canais (empíricos e determinísticos).

2.2 As Equações de Maxwell e as Ondas Eletromagnéticas

Entre 1856 e 1865 o cientista escocês James Clerk Maxwell, baseado nos trabalhos de Ampère, Gauss, Faraday, entre outros cientistas, publicou uma série de artigos que deram origem à consagrada Teoria Eletromagnética, descrita pelas quatro “equações de Maxwell”.

Através da introdução da noção de “corrente de deslocamento” (1862), Maxwell possibilitou, sob forma completa, o estabelecimento desse grupo de equações que sintetiza o comportamento físico de todas as grandezas eletromagnéticas [27].

A comprovação prática da propagação de ondas eletromagnéticas (rádio-propagação) – descrita pelas equações de Maxwell – foi feita por Heinrich Rudolf Hertz em 1887 e, a partir daí, deu-se início a uma nova era no estudo da radiação e da propagação de ondas.

As Equações de Maxwell, sob a forma local (diferencial), são apresentadas a seguir:

$$\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \quad (\text{"Lei de Ampère"}^1) \quad (2.1)$$

$$\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (\text{Lei de Faraday}) \quad (2.2)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho \quad (\text{Teorema de Gauss}) \quad (2.3)$$

$$\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0 \quad (\text{"Teorema de Gauss do magnetismo"}), \quad (2.4)$$

onde \vec{H} = campo magnético (A/m), \vec{J} = densidade superficial de corrente (A/m²), \vec{D} = indução elétrica (C/m²), \vec{E} = campo elétrico (V/m), \vec{B} = indução magnética (T) e ρ = densidade volumétrica de carga (C/m³).

Para a resolução de problemas eletromagnéticos é necessário, ainda, o conhecimento das leis que levam em conta as propriedades físicas dos materiais envolvidos. Estas leis são conhecidas como relações constitutivas, apresentadas nas equações (2.5) a (2.7).

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.5)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.6)$$

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E}, \quad (2.7)$$

onde ϵ = permissividade elétrica (F/m), μ = permeabilidade magnética (H/m) e σ = condutividade elétrica (S/m).

A energia eletromagnética se propaga, de um ponto a outro, por meio de ondas. A propagação é dada por variações temporais de campos eletromagnéticos. Assim, a variação temporal de campo elétrico, em um dado ponto, produz campos magnéticos variando no tempo, em pontos espacialmente deslocados do primeiro, conforme a equação (2.1). Essa variação do campo magnético, por sua vez, produz campos elétricos também variantes no tempo e deslocados no espaço, conforme a equação (2.2), dando continuidade à propagação. Esse fenômeno é, portanto, descrito pelas equações de Maxwell.

¹ Embora esta equação seja conhecida como Lei de Ampère, sua forma original foi postulada como $\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J}$, que é válido para a maioria dos problemas de baixas frequências, onde $\vec{J} \gg \partial \vec{D} / \partial t$. Foi Maxwell, no entanto, quem introduziu o conceito de corrente de deslocamento, adicionando o termo $\partial \vec{D} / \partial t$ à Lei de Ampère original.

A partir das equações de Maxwell, para um meio homogêneo e linear, pode-se obter a equação que rege a propagação de ondas sob forma fasorial:

$$\vec{\nabla} \times \vec{\nabla} \times \vec{E} + j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)\vec{E} = 0 \quad (2.8)$$

Para uma onda plana uniforme (OPU), considerando $\vec{E} = E_x \vec{i}$ e $\partial/\partial z \neq 0$; e $\partial/\partial x = \partial/\partial y = 0$, a solução da equação de onda no domínio do tempo é dada abaixo, o que corresponde à propagação no sentido $+z$:

$$E_x(z,t) = E_0 e^{-\alpha z} \cos(\omega t - \beta z), \quad (2.9)$$

onde α é a constante de atenuação (em Np/m) e β é a constante de fase (em rad/m), obtidas a partir da constante de propagação:

$$\gamma = \sqrt{j\omega\mu(\sigma + j\omega\varepsilon)} = \alpha + j\beta \quad (2.10)$$

Antenas: Radiação e Recepção

As fontes das ondas eletromagnéticas nos sistemas de comunicações sem fio são as antenas – dispositivos capazes de transferir as ondas do meio guiado para o espaço livre (radiação). Também, são estes dispositivos os responsáveis por captarem os sinais existentes no espaço livre, transferindo-os para o meio guiado (recepção). As características das antenas como a potência equivalente isotrópica irradiada – EIRP (*Effective Isotropic Radiated Power*), o diagrama de radiação, o ganho, o máximo coeficiente de onda estacionária – VSWR, a largura de faixa, entre outras, são fundamentais para o correto funcionamento dos sistemas de comunicações [28, 29].

Onda Esférica no Espaço Livre

Em problemas reais, as ondas radiadas pelas antenas têm comportamento esférico (ondas esféricas). Neste caso, é mais conveniente trabalhar com o sistema de coordenadas esféricas, apresentado na *Figura 2.1*.

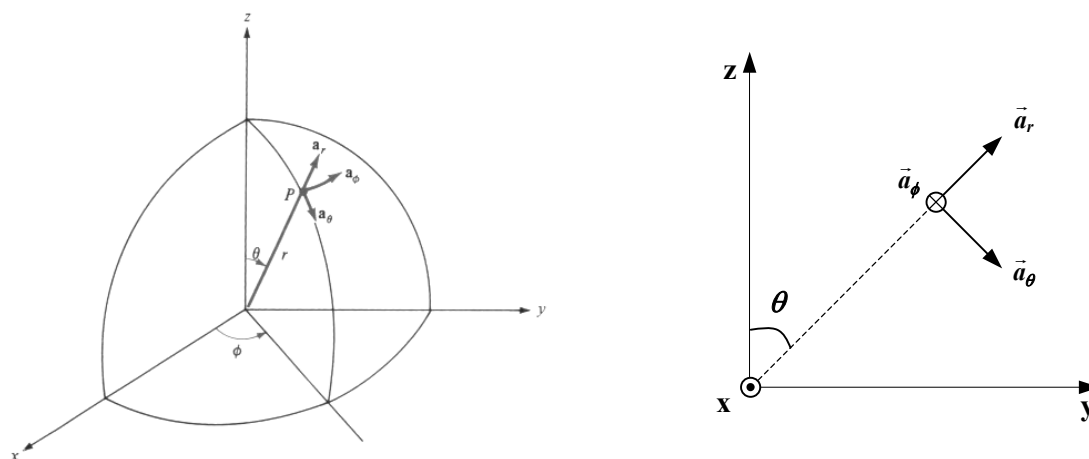


Figura 2.1 – Sistema de coordenadas esféricas.

O conceito de onda esférica pode ser idealizado a partir de uma antena isotrópica posicionada no centro desse sistema de coordenadas. A potência é igualmente radiada em todas as direções, podendo-se aproveitar da simetria do problema para o equacionamento. Quando a propagação ocorre no espaço livre ($\sigma = 0$, $\epsilon = \epsilon_0$ e $\mu = \mu_0$), a potência total radiada pela antena é conservada. Deste modo, para uma distância r do ponto de referência, a energia total na superfície de uma esfera imaginária de raio r é a própria energia total radiada pela antena. Com isso, a densidade superficial de potência P_s , em W/m^2 , é dada por:

$$P_s = \frac{P_T}{4\pi r^2} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.11)$$

Com referência à antena receptora, sua abertura efetiva é dada por:

$$A_e = \frac{G_R \cdot \lambda^2}{4\pi} \quad (\text{m}^2) \quad (2.12)$$

onde G_r é o ganho da antena receptora e λ é o comprimento de onda. Assim, a potência P_R recebida por uma antena receptora, a uma distância r da antena transmissora (isotrópica) é dada por (2.13).

$$P_R = P_s \cdot A_e \quad (\text{W}) \quad (2.13)$$

Considerando uma antena transmissora qualquer, de ganho G_T , com sua diretividade máxima posicionada na direção da antena receptora, tem-se a equação fundamental para o cálculo de radioenlaces, também conhecida como fórmula de Friis para o espaço livre.

$$P_R = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 P_T \quad (\text{Fórmula de Friis}) \quad (2.14)$$

Observa-se, a partir dessas equações, que a potência decai com o quadrado da distância.

No cálculo dos campos é preciso observar a região em relação à antena transmissora, pois os campos, nos cálculos de radioenlace ou na predição de ambientes em sistemas de comunicações sem fio, são geralmente considerados na região de campo distante, também conhecida como região de Fraunhofer, conforme detalhado na *Figura 2.2*. Para isso, as equações adotadas têm validade, para fins práticos, quando

$r > \frac{2D^2}{\lambda}$, onde D é a maior dimensão da antena transmissora (caso válido para qualquer tipo de antena), sendo que para antenas pequenas as equações tem validade para $r > \frac{\lambda}{2\pi}$.

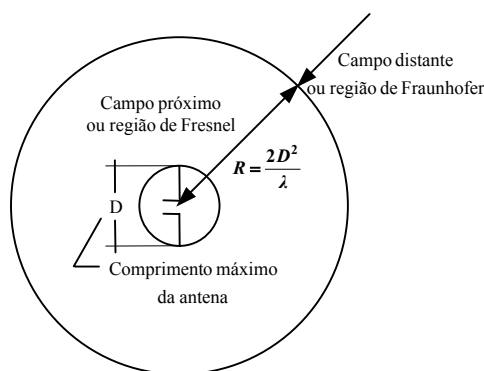


Figura 2.2 – Separação teórica das regiões de campos próximo e distante.

Isso significa que em sistemas de telefonia celular que operam em torno da faixa de 1800MHz ($\lambda = 16,67\text{cm}$), por exemplo, utilizando um dipolo de meia onda (que é considerado como uma antena pequena) como antena transmissora, os campos são considerados na região de Fraunhofer (campo distante) quando $r > \frac{\lambda}{2\pi} = \frac{16,67}{2\pi}$, ou seja, $r > 2,65\text{cm}$.

Nessa região, os campos elétrico E e magnético H decaem com a distância e são perpendiculares entre si, sendo ambos perpendiculares à direção de propagação. Portanto, a onda é do tipo TEM (Transverso Eletromagnética). Além disso, os campos elétrico e magnético estão em fase, não havendo potência reativa nessa região. A relação entre os campos E e H é dada por (2.15) e corresponde à impedância intrínseca do ar η_0 :

$$\eta_0 = \frac{E_\theta}{H_\phi} \cong 120\pi\Omega \cong 377\Omega \quad (2.15)$$

A densidade superficial de potência média nessa região pode ser expressa por:

$$P_s = \frac{|E_{rms}|^2}{377} \quad (\text{W/m}^2) \quad (2.16)$$

2.3 Mecanismos de propagação: reflexão, transmissão e difração.

Em um sistema de comunicação sem fio, a interação das ondas com os obstáculos aumenta a complexidade da modelagem eletromagnética do canal. Se, por um lado, em alguns sistemas podemos desprezar o efeito das interações da onda com o meio (p. ex., sistemas via satélite – visada direta), em diversos sistemas, fenômenos como a reflexão, a difração, e a transmissão através de obstáculos são cruciais para conhecer o comportamento da propagação nesses ambientes (p. ex., ambientes interiores).

Reflexão

A onda refletida é a parcela da onda incidente que retorna ao meio de origem após a interação da onda com uma superfície. Esta interação é denominada reflexão.

A reflexão constitui um dos principais efeitos de interação das ondas com obstáculos. Esse fenômeno é prejudicial em diversos sistemas como, por exemplo, em telefonia via satélite (“eco”), em transmissão de TV analógica (“fantasmas”) ou em sistemas de comunicação de dados (perda de dados).

Por outro lado, alguns sistemas exploram o fenômeno da reflexão para o seu perfeito funcionamento, como é o caso dos guias de onda e da propagação ionosférica de ondas curtas [30].

Desta maneira, para analisar o efeito da propagação de uma onda refletida é necessário conhecer a forma geométrica dos obstáculos (para determinar os percursos das ondas refletidas – **Seção 3.3**) e as características elétricas dos materiais envolvidos juntamente com o conhecimento da frequência e da polarização das ondas, que têm efeito direto nos coeficientes de reflexão, como será visto na **Seção 4.2**.

Transmissão através de obstáculos

Uma onda incidente na superfície de um obstáculo é parcialmente refletida, mas além da componente refletida, uma componente é transmitida (ou refratada) [30]. Em muitos cenários, é importante conhecer o destino dessa componente refratada do campo. Em ambientes interiores (*indoor*), por exemplo, a incidência da onda em paredes produz componentes significativas de percursos transmitidos através desses obstáculos.

Na **Seção 3.5** será apresentada uma nova proposta para a determinação dos percursos dos raios transmitidos através de paredes. O cálculo dos campos devido a estes percursos tomados pelas ondas (raios transmitidos) será detalhado na **Seção 4.6**.

Difração

A difração é outro mecanismo da propagação de extrema relevância em determinados cenários. Este fenômeno pode ser explicado pelo princípio de Huygens, que considera cada ponto em uma frente de onda como sendo uma fonte de ondas secundárias, compondo uma nova frente de onda em uma nova posição da propagação. A *Figura 2.3 (a)* ilustra este princípio.

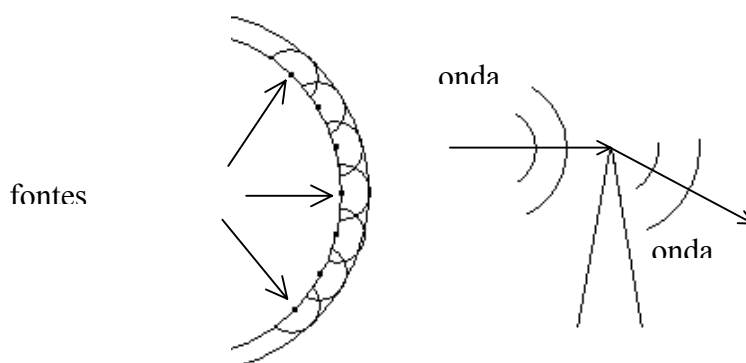


Figura 2.3 – (a) Princípio de Huygens; (b) Difração por obstáculo do tipo gume-de-faca.

A *Figura 2.3 (b)* ilustra o fenômeno da difração num obstáculo do tipo “gume de faca” (obstáculo com espessura infinitesimal e dimensão infinita na direção transversal à propagação) – idealização utilizada para representar obstáculos como edifícios, árvores e montanhas. Neste caso, o ponto de difração comporta-se como uma nova fonte. A Teoria Uniforme da Difração, apresentada no **Capítulo 4**, considera o efeito da difração, obtendo-se resultados próximos da realidade, uma vez que as regiões de sombra não ausentam completamente os campos devido às componentes de campos difratados.

2.4 O Canal Radiomóvel

Um sinal típico recebido por uma estação móvel em sistemas de comunicações móveis é apresentado na *Figura 2.4*. Nestes sistemas, além das características apontadas dos sistemas de comunicação sem fio, a mobilidade das estações torna o canal ainda mais complexo.

A *Figura 2.4* apresenta dois comportamentos distintos que são existentes no sinal recebido. As flutuações rápidas são denominadas de desvanecimento em pequena escala e são associadas ao multipercurso. As variações mais suaves (representadas no gráfico pela linha mais espessa) são conhecidas como desvanecimento de larga escala, o qual está associado ao sombreamento por obstáculos [31].

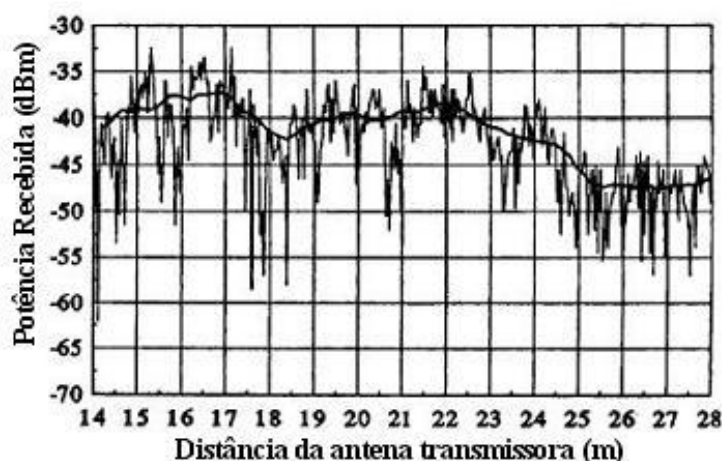


Figura 2.4 – Características de um canal radiomóvel típico [26].

Multipercurso

O multipercurso nos sistemas de comunicações sem fio deve-se ao grande número de caminhos distintos percorridos pelas ondas eletromagnéticas. Esses percursos resultam de diversas interações das ondas com os obstáculos. Assim, uma estação móvel recebe sinais de inúmeras direções, sendo os raios refletidos no ambiente os principais causadores do multipercurso.

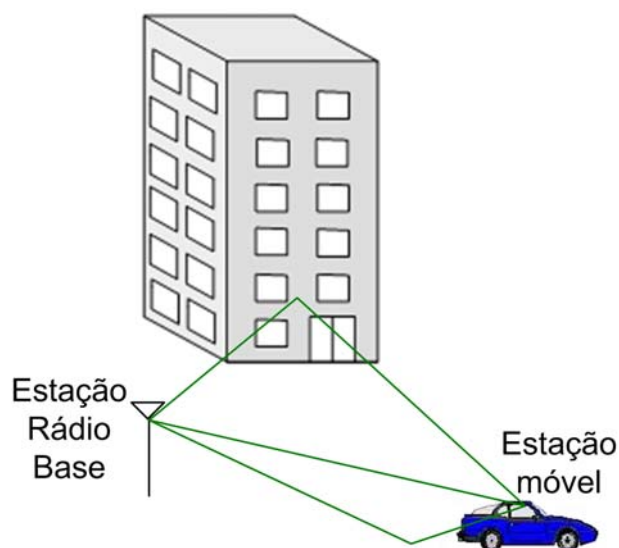


Figura 2.5 – Multipercurso em um canal radiomóvel.

O multipercurso provoca desvanecimentos de pequena escala devido à interferência entre duas ou mais versões do sinal que partem do transmissor e chegam ao receptor em tempos ligeiramente diferentes. Os três principais efeitos do multipercurso são [26]:

- Mudanças rápidas na intensidade do sinal ao longo de pequenos deslocamentos no espaço e/ou em pequenos intervalos de tempo;
- “modulação” aleatória da frequência devido à variação do deslocamento Doppler em diferentes sinais de multipercurso;
- dispersões no tempo (ecos) causadas pelos atrasos da propagação.

Apesar de a Técnica de Traçado de Raios se apresentar como uma boa solução para a predição de cenários específicos nos casos em que modelos empíricos não fornecem bons resultados, a modelagem da mobilidade do canal (tanto do receptor como dos obstáculos) ainda é objeto de estudos, sendo que a inclusão de uma abordagem estatística, em alguns casos, pode ser a solução desse problema [32].

2.4.1 Parâmetros de dispersão do Canal Radiomóvel

Na análise do desempenho de canais de rádio, são utilizados alguns parâmetros para avaliar a qualidade do canal. Nesta avaliação os principais parâmetros considerados são:

a) *Perfil de Retardos de Potência (Power Delay Profile)*: Como já mencionado, o tempo de chegada do sinal no receptor é distinto para os diferentes trajetos percorridos pelas ondas. Assim, o sinal recebido será o somatório de um conjunto de versões da onda radiada pela antena transmissora, possuindo retardos umas em relação às outras. Este fenômeno é geralmente representado pelo perfil de retardos. A *Figura 2.6* ilustra esse fenômeno em um ambiente *indoor* [26] e define os parâmetros que caracterizam o perfil de retardos.

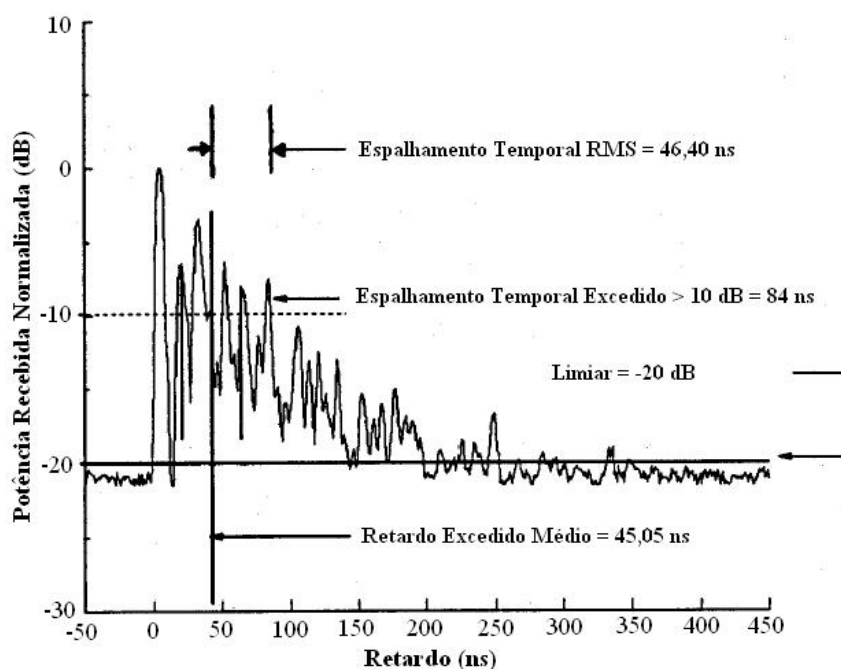


Figura 2.6 – Ilustração dos parâmetros do canal radiomóvel por meio do Perfil de Retardos.

Este perfil mostra, portanto, as componentes de potência chegando em tempos distintos na antena receptora. A partir do perfil de retardos de potência, são definidos alguns parâmetros importantes [33,34]:

- Retardo Excedido Médio (τ_k – *mean excess delay*): O retardo excedido médio determina o atraso de chegada médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor.

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (2.17)$$

onde τ_k é o retardo relativo, ou seja, o tempo de chegada em relação ao primeiro sinal contabilizado no receptor (em $\tau_0 = 0$) e $P(\tau_k)$ é a potência recebida no respectivo tempo de retardo τ_k ;

- Espalhamento Temporal rms (σ_τ – *rms delay spread*): O espalhamento temporal rms é a medida do espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}, \quad (2.18)$$

onde:

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}; \quad (2.19)$$

- Espalhamento Temporal Excedido (*excess delay spread* ou *maximum delay spread*): O espalhamento temporal excedido indica o atraso no tempo durante o qual a energia decai XdB abaixo do maior nível recebido, onde X é um valor especificado.

b) *Banda de Coerência (Coherence Bandwidth)*:

Enquanto o espalhamento temporal é um fenômeno natural causado pelos múltiplos percursos existentes no canal de rádio, a banda de coerência (B_c) é um parâmetro derivado do espalhamento temporal [26]. A banda de coerência é definida como uma medida estatística da faixa de frequências na qual o canal tem um comportamento quase uniforme

para todas as componentes espectrais do sinal. A banda de coerência pode ser equacionada, de forma aproximada, como sendo a banda na qual a função de correlação entre as frequências está acima de 90%. Assim,

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.20)$$

De forma menos rígida, pode-se definir a banda de coerência para faixas de frequências com correlação superior a 50% como:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.21)$$

Não existe uma relação exata entre banda de coerência e espalhamento temporal, sendo as equações (2.20) e (2.21) apenas estimativas.

2.5 Modelos de Predição

2.5.1 Modelos Empíricos

Diversos cenários, especialmente macrocélulas e ambientes urbanos, apresentam características que obedecem a certos padrões. Embora cada ambiente possua sua peculiaridade, é possível aproveitar-se dessas semelhanças utilizando modelos de predição empíricos que, fazendo-se os devidos ajustes em suas variáveis, proporcionam resultados satisfatórios nesses cenários.

Os modelos empíricos ainda são os mais utilizados para predição dos mais variados cenários. Estes modelos são, em geral, obtidos por meio de uma bateria de medições feitas em campo, resultando em formulações apropriadas para os ambientes em questão (p. ex., modelo de Hata [35,36]). Existem ainda modelos, como o de Okumura [26], que por meio de uma série de curvas (obtidas através de medições) permitem determinar a atenuação média em função da distância do transmissor. Os modelos empíricos possuem a grande vantagem de apresentar, geralmente, um baixo custo computacional.

Apesar destas vantagens, existem cenários específicos em que os modelos empíricos não apresentam bons resultados devido ao grande número de obstáculos. Em

geral, isso ocorre quando a altura dos obstáculos é maior que a altura da antena transmissora. Nestes casos, modelos determinísticos (teóricos) são recomendados.

2.5.2 Modelos Determinísticos

Os modelos que utilizam cálculos teóricos são conhecidos na literatura como *modelos determinísticos* ou *modelos teóricos*. Os modelos denominados determinísticos abordados neste trabalho referem-se aos métodos computacionais utilizados na resolução de problemas de altas frequências (análises de antenas, propagação de ondas, etc). Em [29], tais algoritmos são denominados CEM (*Computational Electromagnetics*), sendo a proposta de classificação desses métodos resumida na *Figura 2.7*.

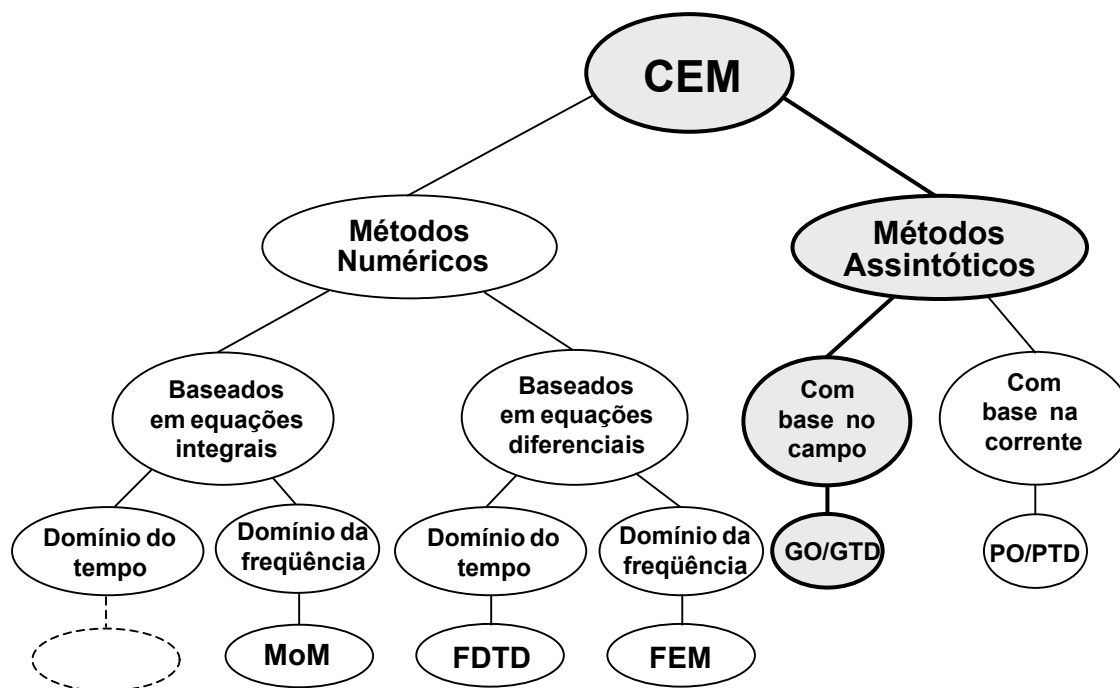


Figura 2.7 –Categorias computacionais para resolução de problemas eletromagnéticos de altas frequências (segundo [29]).

Os métodos numéricos são utilizados geralmente em problemas envolvendo obstáculos com dimensões de no máximo algumas dezenas de λ (comprimento de onda). Por outro lado, os métodos assintóticos servem melhor para os cenários que tenham obstáculos com muitos comprimentos de onda de extensão [29].

Os principais métodos numéricos utilizados em problemas de altas frequências são o FDTD (*Finite Difference Time Domain*), baseado em equações diferenciais no domínio

do tempo, e o MoM (*Moment Method*), baseado em equações integrais no domínio da frequência [3, 29].

A idéia básica do método FDTD é discretizar uma região no espaço, conforme ilustrado na *Figura 2.8*, e no tempo, solucionando as equações de Maxwell de forma discreta e interdependente tanto no espaço como no tempo. As derivadas espaciais e temporais são aproximadas por diferenças finitas. Portanto, obtêm-se os valores dos campos elétricos e magnéticos a partir dos valores de campos adquiridos de interações anteriores.

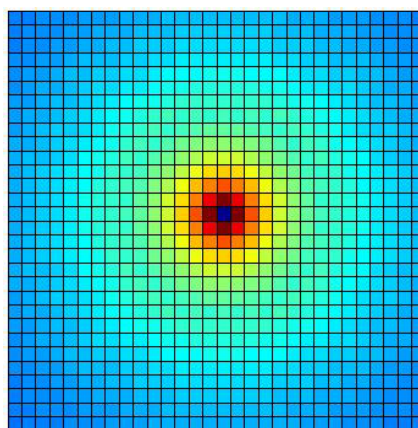


Figura 2.8 – Exemplo da discretização e do cálculo dos campos utilizando o método FDTD.

Existem cenários em que tanto a utilização dos chamados métodos numéricos como a dos métodos assintóticos são plausíveis. A predição de campos em ambientes *indoor*, por exemplo, tem como métodos mais populares o FDTD e a Técnica de Traçado de Raios, que utiliza a GO/UTD para o cálculo dos campos [4]. Em ambientes maiores, no entanto, a utilização do método FDTD torna-se inviável devido à necessidade de discretizar o espaço. Nestes casos, os métodos assintóticos apresentam a vantagem de não necessitarem dessa discretização do ambiente, diminuindo consideravelmente o tempo de execução.

Portanto, a Técnica de Traçado de Raios, utilizando a GO/UTD para o cálculo dos campos, apresenta melhores resultados (em relação aos modelos empíricos) em cenários com peculiaridades muito específicas (p. ex., micro e picocélulas), além de ter um menor custo computacional (em relação aos métodos numéricos, como o FDTD) em ambientes inviáveis de serem discretizados.

Neste capítulo, fez-se uma sucinta descrição de alguns conceitos de radiopropagação em sistemas de comunicação sem fio. Nesta descrição, alguns tópicos importantes para contextualização deste trabalho foram abordados.

No capítulo seguinte, a Técnica de Traçado de Raios (utilizada no modelo implementado) será apresentada, descrevendo-se os diversos procedimentos para a determinação dos percursos percorridos pelas ondas em um canal de comunicação sem fio.

3 *Técnica de Traçado de Raios*

3.1 **Introdução**

A Técnica de Traçado de Raios (*Ray-Tracing*) é uma técnica assintótica que realiza a análise da propagação de ondas de radiofrequência através de um cenário que representa, com razoável fidelidade, um ambiente onde se deseja realizar a predição dos campos. Esta técnica é utilizada para o rastreamento das trajetórias percorridas pelas ondas eletromagnéticas. Um raio óptico é definido como uma reta tangente à direção de propagação por onde a energia é transportada ao longo de sua trajetória [37].

Quando a propagação é dada em meios homogêneos, lineares e sem dispersão, o percurso de uma onda corresponde a uma linha reta. Esta consideração é perfeitamente válida para a maioria dos sistemas de comunicação sem fio. Além disso, quanto maior for a frequência envolvida, mais as ondas se assemelham a raios ópticos, permitindo aplicar o conceito de raios nas faixas de frequência UHF, por exemplo.

As equações de Maxwell podem ser resolvidas obtendo-se suas soluções assintóticas com o auxílio do traçado de raios. Para a determinação dos percursos, são levadas em consideração as diversas interações dos raios com os obstáculos (reflexão, refração e difração). O cálculo é então obtido pelo somatório dos campos provenientes dos diversos percursos. Determinados os percursos por meio da Técnica de Traçado de Raios, os conceitos da Ótica Geométrica (GO) e da Teoria Uniforme da Difração (UTD) são então utilizados para o cálculo dos campos [25].

A Técnica de Traçado de Raios possui duas abordagens de procedimentos para determinar as trajetórias das ondas (os raios). Uma delas é o método SBR (*Shooting and Bouncing Rays*), também conhecido como método da “Força Bruta”, e a outra é a Teoria das Imagens (IT - *Image Theory*). A seguir será feita uma breve apresentação destes métodos, citando algumas vantagens e desvantagens entre eles. Em seguida, será realizada uma apresentação mais detalhada da Técnica de Traçado de Raios utilizando-se a IT, que foi o método implementado e explorado neste trabalho de mestrado. Posteriormente, os procedimentos para determinar os raios refletidos (**Seção 3.3**) e difratados (**Seção 3.4**), quando a IT é adotada, serão apresentados. Para o caso dos raios transmitidos através de obstáculos, foi elaborada uma nova proposta de determinação dos percursos (compatível

com a IT), que será detalhada na **Seção 3.6**. Na seqüência será apresentada a classificação das trajetórias (**Seção 3.7**), ou seja, a divisão dos percursos em classes.

3.2 Comparação entre a Teoria das Imagens e o Método SBR

A Teoria das Imagens IT e a SBR, como já mencionado, são as duas abordagens existentes para a determinação dos percursos na Técnica de Traçados de Raios. Ambos os métodos são amplamente utilizados, possuindo vantagens e desvantagens um em relação ao outro.

Método SBR

O Método SBR consiste no lançamento dos raios, a partir da antena transmissora, com espaçamento angular (α) pré-determinado entre eles, conforme mostrado na *Figura 3.1*. Os raios percorrem seus percursos e, ao atravessarem uma região próxima a um receptor (dentro da esfera de recepção), adiciona-se a contribuição desse raio no campo total recebido. O raio continua seu percurso até atingir um determinado número de interações com os obstáculos ou até atingir um limiar mínimo de campo, quando sua contribuição torna-se desprezível.

A *Figura 3.1* ilustra a forma como são lançados os raios a partir do transmissor (T_x) e computados quando passam pela região de um receptor (R_x).

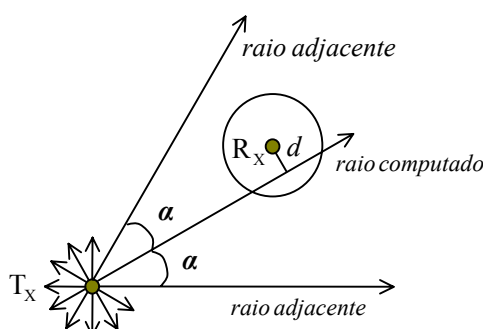


Figura 3.1 – Ilustração da Técnica de Traçado de Raios utilizando o método SBR.

O algoritmo tem início com o traçado de um raio emitido pelo transmissor, em uma direção específica, até atingir um obstáculo. Neste instante são feitos testes para verificar se o raio atingiu algum receptor. Se o obstáculo for uma parede, por exemplo, o raio

incidente é dividido, dando origem a um segmento refletido e um transmitido através da parede. Cada um desses segmentos é traçado até atingir outro obstáculo e assim sucessivamente.

No método SBR, portanto, todos os raios devem necessariamente ser lançados, pois, mesmo quando se deseja calcular os campos em apenas algumas regiões pontuais, não se sabe a priori o destino dos raios, podendo qualquer um destes contribuir para o campo no ponto onde se deseja calculá-lo. Essa “obrigatoriedade” do lançamento de todos os raios faz o método ser conhecido também como método da “força bruta”.

Ao atingir a região de um receptor (em 2D – uma região circular em torno do ponto de recepção), o raio é computado. Portanto, o raio dificilmente atingirá o ponto exato onde o campo será calculado. Assim, a projeção perpendicular d , mostrada na *Figura 3.1*, indica o deslocamento existente entre o raio e o ponto de interesse para o cálculo. Este deslocamento gera um erro no cálculo do campo, principalmente na fase. Em um ambiente (interno, por exemplo), onde diversos raios chegam ao receptor, os erros devidos ao deslocamento de cada raio, somados, podem comprometer a confiabilidade no cálculo do campo. Para diminuir esse erro (ou seja, para diminuir a distância d), o espaçamento angular α deve ser decrescido. Essa diminuição de α , no entanto, aumenta o número de raios, elevando significativamente o tempo computacional.

Como mencionado, o raio transmitido através de uma parede, por exemplo, é facilmente determinado, possibilitando um tratamento “natural” em ambientes *indoor* com paredes divisórias. Por outro lado, o tratamento da difração usando o método SBR é dificultado. Apesar disso, a elaboração do algoritmo é mais simples (em comparação a IT), apresentando menor dificuldade na implementação do *software* [31].

Teoria das Imagens (IT)

A Teoria das Imagens utilizada na Técnica de Traçado de Raios foi o método aplicado neste trabalho. A IT consiste em encontrar as imagens (árvore de imagens) geradas por fontes transmissoras e, a partir daí, determinar os pontos de reflexão nas superfícies, traçando o percurso exato entre a antena transmissora e a antena receptora. Os raios difratados por arestas são diretamente traçados representando também um percurso exato da onda. Neste método, há, no entanto, um difícil tratamento do raio transmitido, pois este sofre um desvio ao atravessar um obstáculo. Em muitos cenários, como em

ambientes exteriores (*outdoor*), podem ser considerados apenas os raios diretos, refletidos e difratados, obtendo-se excelentes resultados com a utilização da Técnica de Traçado de Raios (utilizando a IT). A *Figura 3.2* mostra um exemplo (cenário *outdoor*) de alguns percursos identificados entre transmissor e receptor por meio da IT.

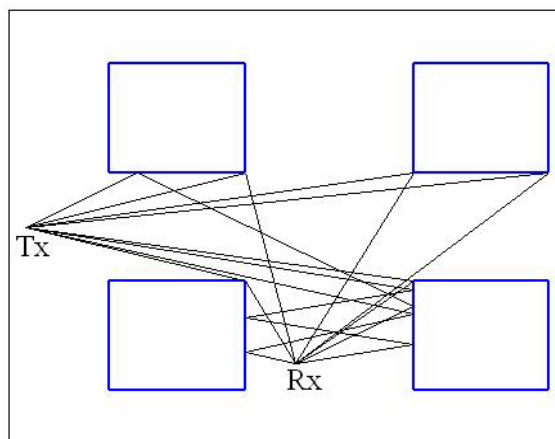


Figura 3.2 – Ilustração da Técnica de Traçado de Raios utilizando a IT.

Nos próximos capítulos serão detalhados os procedimentos utilizados para obter os diversos raios (refletido, difratados e transmitido através de paredes), utilizando a IT.

Em cenários com elevado número de superfícies refletoras e/ou considerando um elevado número de reflexões, a IT possui uma árvore de imagens de tal tamanho que pode aumentar muito a carga computacional. Por outro lado, ao contrário do método SBR, não é necessário lançar raios em diversas direções. Apenas os raios relevantes, necessários para o cálculo do campo no ponto de recepção desejado, são traçados.

Características: método da força bruta versus Teoria das Imagens

A *Tabela 3.1* apresenta as características do método SBR e da IT utilizados na Técnica de Traçado de Raios. Uma avaliação qualitativa pode ser comparada nessa tabela.

Tabela 3.1 – Comparação da característica dos métodos SBR e IT.

	<u>Método da “força bruta” (SBR)</u>	<u>Teoria das Imagens (IT)</u>
Cálculo de campos devido aos raios refletidos.	Computacionalmente menos exaustivo, pois não é preciso construir a árvore de imagens previamente.	Elevada carga computacional quando o cenário possui um grande número de obstáculos e/ou quando é considerado um elevado número de reflexões.
Cálculo de campos devido aos raios difratados.	Difícil tratamento, pois uma aresta, assim como uma antena transmissora, deve considerar o lançamento de raios para todas as direções, elevando enormemente o tempo de processamento com o aumento do número de pontos de difração.	Tratamento facilitado, pois, após a busca por pontos de difração (nas arestas), estes podem ser considerados como uma nova fonte.
Cálculo de campos transmitidos através de obstáculos.	Tratamento simples, pois um raio incidente numa parede dá origem a dois novos raios, sendo um deles o transmitido.	Difícil tratamento, pois podem-se gerar grandes erros de fase quando não considerado o desvio do raio ao atravessar uma parede. No entanto, neste trabalho (Seção 3.6) foi proposta uma nova forma para determinar os raios transmitidos, contornando assim essa dificuldade.
Implementação do software	Mais simples [31].	Mais complexa.
Cálculo de campos em ambientes outdoor.	Inviável, pois para longas distâncias $Tx - Rx$ o espaçamento d (Figura 3.1) aumenta, elevando o erro, principalmente na fase do campo.	Ideal, pois além de apenas os raios relevantes serem considerados, os percursos são exatos.
Cálculo de campos em ambientes indoor.	Adequado quando o espaçamento angular α (Figura 3.1) é pequeno suficiente para gerar um baixo erro devido à distância d .	Apresenta excelentes resultados quando contornado o problema dos raios transmitidos através de obstáculos.

3.3 Descrição do ambiente

A descrição de um cenário em que se deseja realizar uma predição de cobertura por meio de modelos determinísticos deve em princípio, ser fielmente reproduzida para que o cálculo dos campos seja confiável. Nas simulações, tanto a geometria como as

características eletromagnéticas dos materiais encontrados no ambiente devem ser o mais próximo possível da realidade. Em um ambiente *indoor*, a inserção de uma mobília metálica, por exemplo, pode alterar completamente a distribuição de campos no ambiente.

Não é possível, no entanto, uma representação exata, pois ambientes reais são complexos, possuindo obstáculos das mais variadas formas e com diversos tipos de materiais envolvidos. Um modelo tridimensional deveria ser utilizado para reproduzir fielmente o ambiente. Entretanto, aproximações para duas dimensões podem garantir bons resultados, diminuindo consideravelmente o tempo computacional. A Técnica de Traçado de Raios possui ainda a possibilidade de considerar raios refletidos no solo e/ou no teto (em ambientes *indoor*). Essa consideração é conhecida na literatura como uma passagem de 2D para um modelo quase 3D [37, 38].

Neste trabalho, a modelagem dos ambientes foi feita em duas dimensões. Assim, os obstáculos simulam estruturas infinitas na direção transversal ao plano no qual os campos são calculados.

A *Figura 3.3* mostra o exemplo de um ambiente com sua forma real em 3D e a passagem para um cenário 2D a ser simulado. O cenário bidimensional representa um plano paralelo ao solo do ambiente tridimensional.

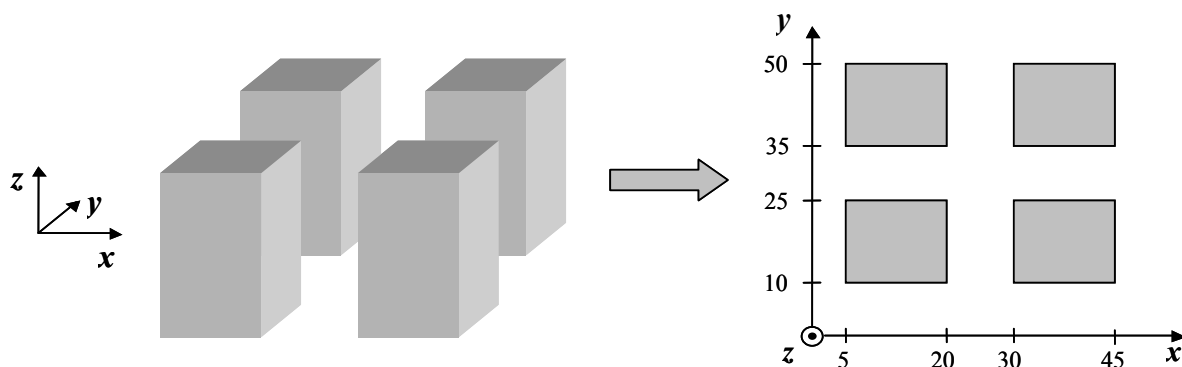


Figura 3.3 – Representação bidimensional de um cenário real (3D).

Ao representar um ambiente 3D em um plano, os obstáculos volumétricos (poliedros) passam a ser representados por obstáculos planares (polígonos). A face dos poliedros passa a ser representada por segmentos, sendo que as arestas (junção de duas faces) reduzem-se a pontos (junção de dois segmentos).

Neste trabalho os cenários foram representados em duas dimensões, sendo que a geometria dos obstáculos é completamente descrita por seus vértices e pelos vetores normais a cada segmento. A *Tabela 3.2* apresenta um exemplo de como o cenário da

Figura 3.3 (2D) pode ser representado, contendo todas as informações (usadas como dados de entrada) necessárias para a predição do ambiente.

Tabela 3.2 – Representação geométrica e elétrica de um cenário

Segmento	Vértices (x,y)	Vetor normal (x,y)	ϵ_r	σ (mS/m)
1	(5,10) e (5,25)	$-1\vec{i}$	7	47,3
2	(5,25) e (20,25)	$1\vec{j}$	7	47,3
3	(20,25) e (20,10)	$1\vec{i}$	7	47,3
4	(20,10) e (5,10)	$-1\vec{j}$	7	47,3
5	(5,35) e (5,50)	$-1\vec{i}$	7	47,3
6	(5,50) e (20,50)	$1\vec{j}$	7	47,3
7	(20,50) e (20,35)	$1\vec{i}$	7	47,3
8	(20,35) e (5,35)	$-1\vec{j}$	7	47,3
9	(30,35) e (30,50)	$-1\vec{i}$	7	47,3
10	(30,50) e (45,50)	$1\vec{j}$	7	47,3
11	(45,50) e (45,35)	$1\vec{i}$	7	47,3
12	(45,35) e (30,35)	$-1\vec{j}$	7	47,3
13	(30,5) e (30,25)	$-1\vec{i}$	7	47,3
14	(30,25) e (45,25)	$1\vec{j}$	7	47,3
15	(45,25) e (45,5)	$1\vec{i}$	7	47,3
16	(45,5) e (30,5)	$-1\vec{j}$	7	47,3

Além da forma geométrica dos obstáculos, é necessária a adoção das características elétricas dos materiais envolvidos. Essas características são, para fins práticos, obtidas por simplificações, modelando os materiais como sendo homogêneos. Assim, sabe-se que uma parede de concreto, por exemplo, é uma mistura de materiais. Nas simulações, no entanto, o concreto a uma frequência $f = 1$ GHz foi representado, com base na literatura [32], como um material homogêneo, não-magnético ($\mu_r = 1$), com uma permissividade relativa $\epsilon_r = 7$ e uma condutividade $\sigma = 4,73 \cdot 10^{-2}$ S/m.

3.4 Raios Refletidos

A Técnica de Traçado de Raios utilizando a IT tem como princípio a determinação dos pontos imagem em relação aos segmentos (ou às faces, em 3D), definindo os percursos exatos de raios refletidos entre o transmissor e o receptor. A IT apresenta-se, portanto,

eficiente quando os obstáculos são representados, em 2D, por segmentos de reta (obstáculos não-curvos). Assim, as trajetórias encontradas ficam de acordo com a Lei de Snell (3.1) para a reflexão. Esta lei determina que o ângulo de incidência θ_i (formado pelo raio incidente com o vetor normal à face refletora) seja igual ao ângulo de reflexão θ_r .

$$\theta_r = \theta_i \quad (\text{Lei de Snell}) \quad (3.1)$$

A Figura 3.4 mostra como é criada uma imagem T_i , em relação a um obstáculo S_i , encontrando-se o ponto de reflexão e o percurso da onda entre transmissor e receptor. Esta imagem é encontrada por meio de um traçado perpendicular ao segmento. A distância d entre a fonte e o segmento deve ser igual à distancia entre a imagem e o segmento.

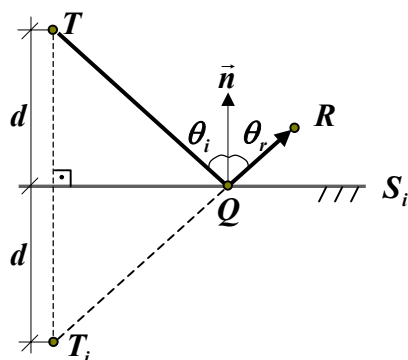


Figura 3.4 – Ilustração do fenômeno da reflexão representado pela IT.

A imagem T_i , portanto, comporta-se como uma fonte virtual. Traçando-se uma linha da fonte virtual T_i até o ponto de recepção R , determina-se o ponto de reflexão Q , que é o ponto de intersecção entre o segmento S_i e a reta T_iR . Uma vez obtido o ponto de reflexão, o percurso exato da onda refletida na superfície S_i é facilmente determinado por meio do traçado dos raios incidente (TQ) e refletido (QR).

Um obstáculo, representado por um segmento de reta, possui um lado externo (onde é possível ocorrer a reflexão) e um lado interno (onde não há reflexão). Assim, na busca das imagens é preciso verificar se a fonte apresenta-se do lado externo do segmento em questão, caso contrário a imagem não deve ser armazenada. O teste para verificar o “lado” do obstáculo em relação ao raio incidente é conhecido como *backface culling* [31].

Construção da Árvore de Imagens

Para determinar os percursos das ondas refletidas, é necessário conhecer as imagens (fontes virtuais) devido a todas as superfícies. Além disso, apesar da redução de amplitude sofrida após uma reflexão (já que os obstáculos, na prática, não são puramente condutores), os percursos devidos a mais de uma reflexão também devem ser considerados. Para isso, o armazenamento das imagens até NR (número máximo de reflexões consideradas) deve ser feito por meio da construção da árvore de imagens.

A *Figura 3.5* mostra um exemplo, no qual três segmentos (S_1 , S_2 , S_3) são considerados para o armazenamento das imagens. Os raios devidos a uma única reflexão são traçados com o auxílio das imagens de primeira ordem (T_1 , T_2 , T_3). De modo a facilitar a compreensão do procedimento, na *Figura 3.5*, somente a imagem T_1 está ilustrada. Para traçar percursos com dupla reflexão, as fontes virtuais de segunda ordem são necessárias. Assim, para encontrar a imagem T_{13} , por exemplo, é necessário determinar, primeiramente, a fonte T_1 (imagem de T em relação à superfície S_1) e, em seguida, a fonte T_{13} (imagem T_1 em relação à superfície S_3).

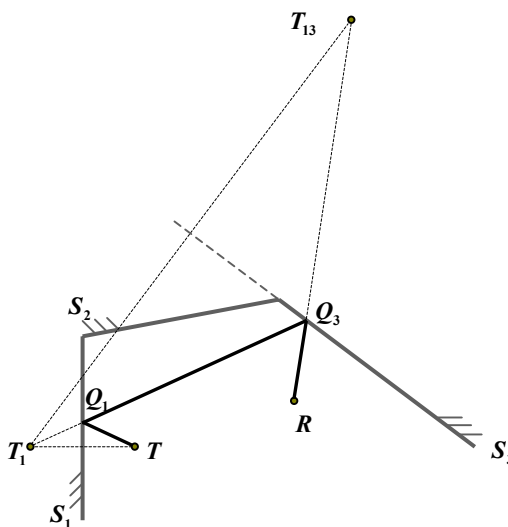


Figura 3.5 – Exemplo de determinação de imagens (até 2ª ordem).

Essas combinações de imagens sucessivas formam a “árvore de imagens”. A *Figura 3.6* mostra a árvore de imagens construída para o exemplo apresentado na figura anterior (*Figura 3.5*), considerando no máximo duas reflexões ($NR = 2$).

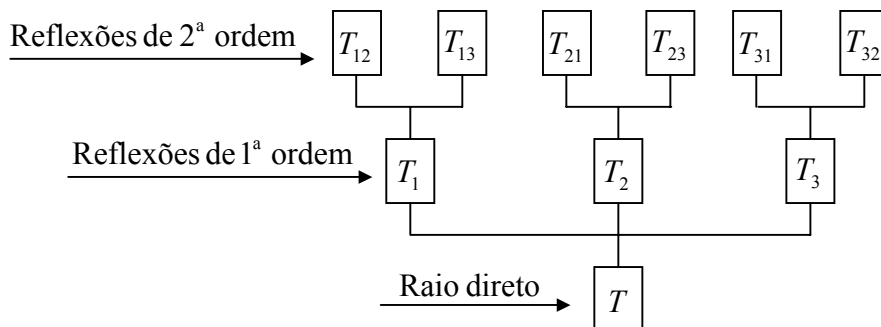


Figura 3.6 – Representação da árvore de imagens.

A fonte “real” T , portanto, é a fonte que dará origem às demais fontes (virtuais). Partindo-se da fonte T , tem-se a geração das imagens de primeira ordem. Nesse estágio, apenas raios refletidos uma única vez podem ser encontrados. Para determinar raios duplamente refletidos, como no exemplo da *Figura 3.5*, a fonte geradora do raio de segunda ordem T_{13} , por exemplo, é a imagem T_1 , que por sua vez foi gerada pela fonte T . Esse procedimento de geração de imagens é feito até o número desejado de reflexões.

O procedimento de construção da árvore de imagens, para uma antena transmissora posicionada em uma posição fixa, é feito uma única vez. Assim, para diferentes posições das antenas receptoras, a árvore de imagens não se altera. O que muda são, obviamente, os pontos de reflexão (Q), devendo estes ser calculados para cada receptor. Os pontos de reflexão são os pontos que efetivamente determinam o percurso do raio refletido. Como mostrado na *Figura 3.5*, os raios são facilmente traçados (raios TQ_1 , Q_1Q_3 e Q_3R) após a obtenção do ponto de reflexão.

A determinação de um ponto de reflexão é feita identificando-se o ponto de intersecção entre o segmento em questão e a reta que liga a imagem ao destino do raio (o destino não necessariamente é o receptor; pode ser, por exemplo, outro ponto de reflexão). Para determinar os pontos de reflexão, parte-se do receptor, como mostrado no exemplo da *Figura 3.5*, determinando-se primeiramente o ponto de reflexão Q_3 por meio da intersecção entre o segmento S_3 e a reta $T_{13}R$. Encontrado o ponto Q_3 , determina-se o ponto de reflexão Q_1 , que é a intersecção entre o segmento S_1 e a reta T_1Q_3 . O *Anexo A* apresenta o detalhamento do cálculo do ponto de intersecção.

É importante observar que a intersecção pode não ocorrer, ou seja, pode existir um ponto de intersecção entre as retas, porém fora do segmento que representa o obstáculo. Neste caso, o percurso não existirá.

Muitas vezes, o excessivo número de superfícies pode gerar uma árvore de imagens muito grande, dificultando o seu armazenamento. Como mostrado na *Figura 3.6*, percebe-se que, com o aumento do número de superfícies e/ou número de reflexões, o número de imagens cresce exponencialmente. Numa análise quantitativa aproximada, uma árvore de imagens pode ter até $(NS - 1)^{NR}$ elementos, onde NS é o número de superfícies e NR é o número máximo de reflexões consideradas. Na prática, o limite superior é aproximadamente $(NS/2)^{NR}$, pois cerca de metade dos segmentos não é capaz de gerar a imagem de um determinado ponto, já que só um lado da face reflete os raios [16].

Para amenizar o problema do excessivo número de imagens, é importante conhecer as superfícies que efetivamente contribuem para os percursos válidos. Assim, algumas imagens podem não produzir uma trajetória válida. Como mencionado, apenas um lado de cada face é considerado refletor. Além disso, existem algumas técnicas que conseguem reduzir significativamente o número de imagens por meio do descarte *a priori* de fontes de percursos que não alcançarão o receptor [32]. A seguir será apresentada uma técnica para reduzir o número de imagens por meio da determinação da região de iluminação de uma fonte virtual.

Região de Iluminação

Como dito anteriormente, um ponto de reflexão pode não estar contido no segmento da reta, impedindo assim que o raio seja refletido. Uma fonte real “ilumina” por toda a sua volta (360°). O mesmo não ocorre com uma imagem (fonte virtual). A *Figura 3.7* ilustra a região de iluminação de uma imagem I . Pode-se notar que um observador (antena receptora) posicionado fora da região de iluminação da imagem não será atingido por raios refletidos (devido à fonte F) nessa superfície.

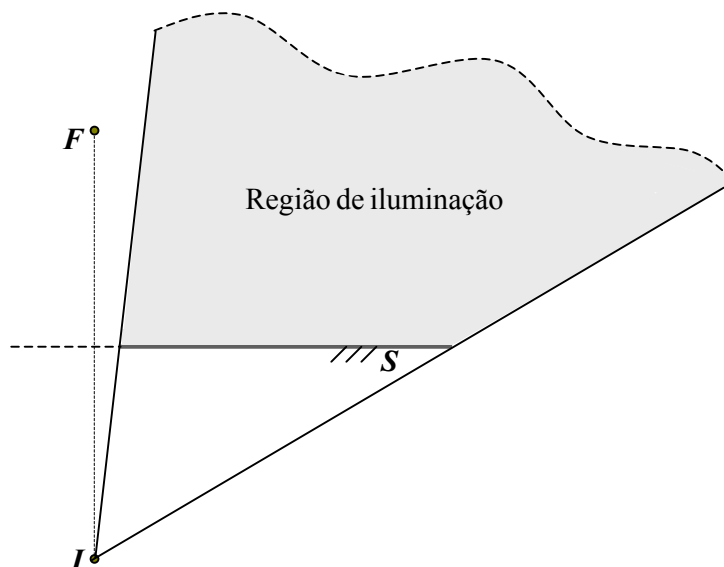


Figura 3.7 – Ilustração da região de iluminação a partir de uma imagem e de um obstáculo

Essa região de iluminação é explorada para a realização de um teste que consiste em reduzir o número de imagens por meio da determinação da “região de iluminação” de uma fonte virtual (ou área de visibilidade dessa fonte) [28]. Para isso é necessário delimitar a região do espaço com base na fonte virtual e na face do obstáculo (segmento) que a gerou. A partir daí, calcula-se apenas as imagens de ordem superior dessa fonte em relação às superfícies (ou segmentos, em 2D) que estão inteira ou parcialmente contidas nessa região (superfícies “iluminadas” pela fonte). Em uma análise bidimensional, a região de iluminação corresponde ao espaço delimitado pelas semiretas que unem a fonte às extremidades da superfície geradora da fonte virtual.

3.5 Raios Difrattados

Se por um lado a determinação das imagens (utilizando a IT) é um processo computacionalmente custoso, encontrar os percursos dos raios na difração requer um tratamento simples. Assim, ao contrário do método SBR, a consideração da difração na abordagem da IT é um processo simples. Sabe-se que uma onda, ao incidir numa aresta (encontro de duas faces – 3D), é “espalhada”. O tratamento óptico desse fenômeno é apresentado na *Figura 3.8*.

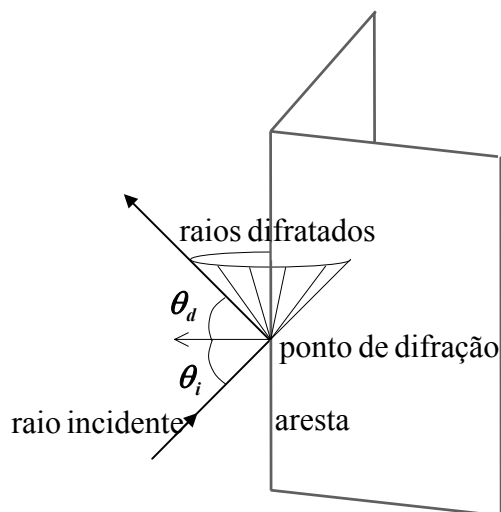


Figura 3.8 – Ilustração da difração de um raio incidindo em uma aresta.

As trajetórias dos raios difratados são determinadas pela Lei da Difração: “Um raio difratado e o raio incidente correspondente formam ângulos iguais com a aresta no ponto de difração, desde que eles estejam no mesmo meio. Esses raios (incidente e difratado) estão em lados opostos do plano normal à aresta” [25, 26].

A incidência oblíqua de um raio óptico, formando um ângulo θ_i com o vetor (plano) normal à aresta, provoca um espalhamento, gerando infinitos raios distribuídos no cone representado na *Figura 3.8* (conhecido como cone de Keller). O ângulo θ_d é igual ao ângulo θ_i .

Numa análise bidimensional, poder-se-ia considerar uma incidência normal à aresta, ou ainda uma projeção dos raios em um plano perpendicular à aresta. Nessa análise, como mencionado, as faces são representadas por segmentos, sendo que as arestas reduzem-se a pontos.

A *Figura 3.9* mostra a análise em 2D de um raio óptico difratado numa aresta (representada, em 2D, pelo vértice).

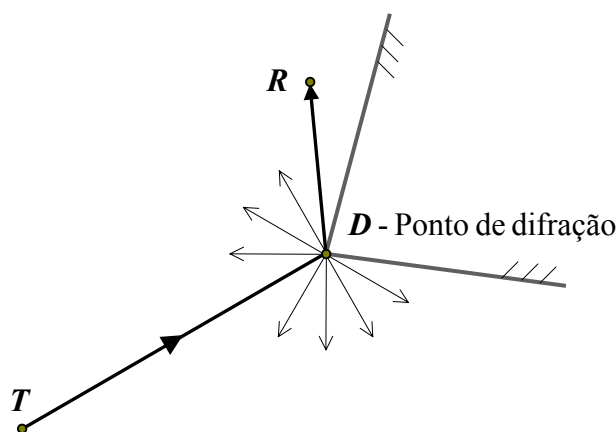


Figura 3.9 – Representação bidimensional da difração de um raio incidindo em uma aresta

Apesar dos infinitos raios gerados devido ao espalhamento da onda, na Técnica de Traçado de Raios usando a abordagem da IT apenas o percurso válido é considerado. Para obtê-lo, basta realizar uma busca por pontos de difração e, posteriormente, fazer o traçado dos raios como mostrado na *Figura 3.9*, *TD* e *DR*.

Em 2D, um vértice, que representa uma aresta em um ambiente real, comporta-se como uma nova fonte transmissora posicionada no ponto de difração. Os raios gerados podem atingir, desde que não haja obstruções no percurso, qualquer ponto de recepção posicionado no plano de análise (ambiente 2D). Assim, para o ponto de difração, deve-se proceder da mesma forma que para uma fonte transmissora, gerando uma árvore de imagens. Porém, o primeiro nível da árvore não deve considerar as superfícies adjacentes ao vértice onde está posicionado o ponto de difração.

Uma vez encontradas as trajetórias dos raios difratados, aplica-se a UTD para o cálculo dos campos difratados. O detalhamento desses cálculos será apresentado na **Seção 4.5**.

3.6 Raios Transmitidos Através de Obstáculos

A Técnica de Traçado de Raios aplicada em ambientes internos, na maioria dos problemas encontrados na literatura, utiliza a abordagem SBR. Um dos principais motivos da utilização do método da força bruta em tais ambientes está na facilidade do tratamento dos raios transmitidos através dos obstáculos.

Na prática, os principais obstáculos de ambientes internos são as paredes. Uma onda eletromagnética, ao incidir em uma parede, interage com esse obstáculo, produzindo uma parcela refletida e outra transmitida dessa onda. Não é de interesse prático, no entanto, conhecer os níveis de campo no interior das paredes. Porém, é preciso “acompanhar” o percurso da trajetória refratada, pois ao sair do interior da parede, a onda passa novamente a ser relevante na análise dos campos do ambiente. Muitas vezes, esta transmissão através das paredes é a única forma de atender a cobertura em determinados cenários.

O “acompanhamento” dos raios no método SBR é, portanto, natural na sua formulação. Um raio que incide numa parede gera dois novos raios (refletido e refratado). O raio refratado é acompanhado e, após sua segunda refração (ao sair da parede), é chamado de raio transmitido. Esse raio tem o mesmo tratamento de outro raio qualquer, sendo fácil de ser determinado e acompanhado (pelo método SBR).

A IT, no entanto, apesar de suas inúmeras vantagens – por exemplo, a de “economizar” raios, considerando apenas os relevantes para os cálculos – possui um difícil tratamento na abordagem dos raios transmitidos. Na literatura, em geral, as implementações baseadas na IT nem mesmo consideram o efeito dos raios transmitidos, mesmo em ambientes *indoor*, em que sua contribuição pode ser significativa [31]. Alguns *softwares* descritos na literatura utilizam aproximações que incluem coeficientes de transmissão semi-empíricos [15] ou ainda que consideram as trajetórias sem o desvio existente devido às refrações (ar-parede e parede-ar). Essas aproximações podem gerar bons resultados em determinadas análises qualitativas da distribuição dos campos. Porém, os erros ocasionados, principalmente devido à inexatidão da fase dos campos, em muitos casos podem comprometer os cálculos.

Será apresentada nesta seção uma nova proposta para determinar um percurso aproximado (quase exato) dos raios transmitidos através de paredes (em 2D) e que se apresenta compatível com a IT. Esta nova maneira para encontrar o percurso (geométrico) de um raio transmitido será aqui descrita.

Determinado o percurso, o cálculo do campo devido aos raios transmitidos é feito, respeitando-se os conceitos da GO e os respectivos coeficientes de transmissão resultantes. Esse cálculo é descrito na Seção 4.3. Os resultados provenientes de simulações feitas com o programa implementado estão apresentados na Seção 5, na qual a validação do programa é feita através de comparações com outros resultados.

Procedimento para determinar o percurso dos raios transmitidos

A *Figura 3.10* mostra a trajetória de um raio transmitido através de uma parede. Esta configuração apresenta-se como um caso padrão, pois em problemas de predição de campos em ambientes de comunicações sem fio, o *meio 1* é o ar, sendo a parede (*meio 2*) representada como um material homogêneo (p. ex., característica do concreto a 1GHz: $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 47,3 \cdot \text{mS/m}$).

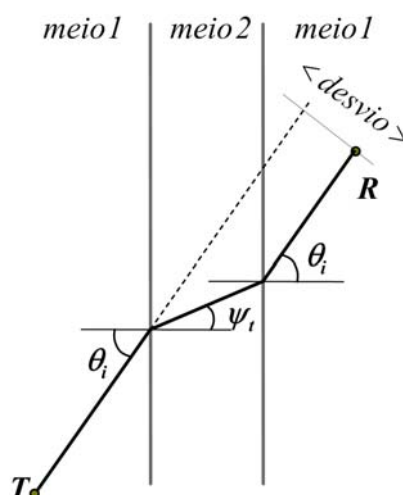


Figura 3.10 – Trajetória de um raio transmitido através de uma parede.

Sabe-se que apenas os raios relevantes são traçados quando a IT é utilizada. Para os raios transmitidos através de paredes, no entanto, há um desvio do percurso que dificulta sua determinação com exatidão. Isto ocorre devido à dupla refração existente quando o raio atravessa a parede. Segundo a Lei de Snell da Refração (3.2), o ângulo real de refração (ψ_t – o *Anexo B* apresenta o procedimento para encontrar esse ângulo) depende do ângulo de incidência (θ_i) e das características dos materiais (constantes de propagação γ_1 e γ_2).

$$\gamma_1 \sin \theta_i = \gamma_2 \sin \psi_t \quad (\text{Lei de Snell da Refração}) \quad (3.2)$$

Conhecendo-se o ponto de transmissão e o ponto de recepção (onde se deseja calcular o campo) e havendo uma obstrução (p. ex., uma parede de espessura d) entre esses dois pontos, não é trivial, a priori, traçar o raio de forma exata como acontece na determinação dos raios direto, refletido e difratado. O seguinte procedimento é então proposto para a determinação do raio que, como será visto, é a trajetória “quase exata” do raio transmitido (detalhamento ilustrado na *Figura 3.11*):

- arbitra-se um sistema de coordenadas cartesianas 2D ($\mathbf{x}\mathbf{y}$) com sua origem coincidindo com o ponto de transmissão ($\mathbf{x}_t=0$ e $\mathbf{y}_t=0$), de tal forma que o ponto de recepção fique posicionado no primeiro quadrante desse sistema ($\mathbf{x}_r>0$ e $\mathbf{y}_r>0$) e que o eixo \mathbf{y} seja paralelo à parede;
- traça-se um raio em linha reta (sem o desvio) entre os pontos de transmissão (0,0) e recepção ($\mathbf{x}_r, \mathbf{y}_r$) e determina-se o ponto de intersecção $\mathbf{I}_1 = (\mathbf{x}_{S1}, \mathbf{y}_{S1})$ do raio com a parede;
- utilizando o “ângulo de incidência” θ_{i1} , ângulo entre o raio traçado e o vetor normal à superfície (normal à parede), pela Lei de Snell da refração (equação (3.2)), juntamente com o procedimento do *Anexo B*, encontra-se o “ângulo de refração” ψ_{r1} da primeira refração (obs.: na segunda refração, o ângulo será idêntico ao ângulo de incidência θ_{i1} , já que o meio é considerado homogêneo, sendo o campo uniforme no interior do mesmo);
- traça-se o raio, partindo do transmissor e respeitando as mudanças de direção (nas passagens ar-parede e parede-ar, de acordo com os ângulos calculados), acompanhando este traçado até atingir um ponto \mathbf{R}' , onde $\mathbf{x}'_r = \mathbf{x}_r$. Nesse ponto, determina-se a distância entre os pontos \mathbf{R} e \mathbf{R}' ($Y = y_r - y'_r$) – que é a mesma entre \mathbf{T} e \mathbf{T}' .
- determina-se a distância ($X_1 = x_{S1}$) perpendicular do ponto de transmissão até a parede e a distância ($X_2 = x_r - x_{S2}$), do ponto de recepção até a parede.

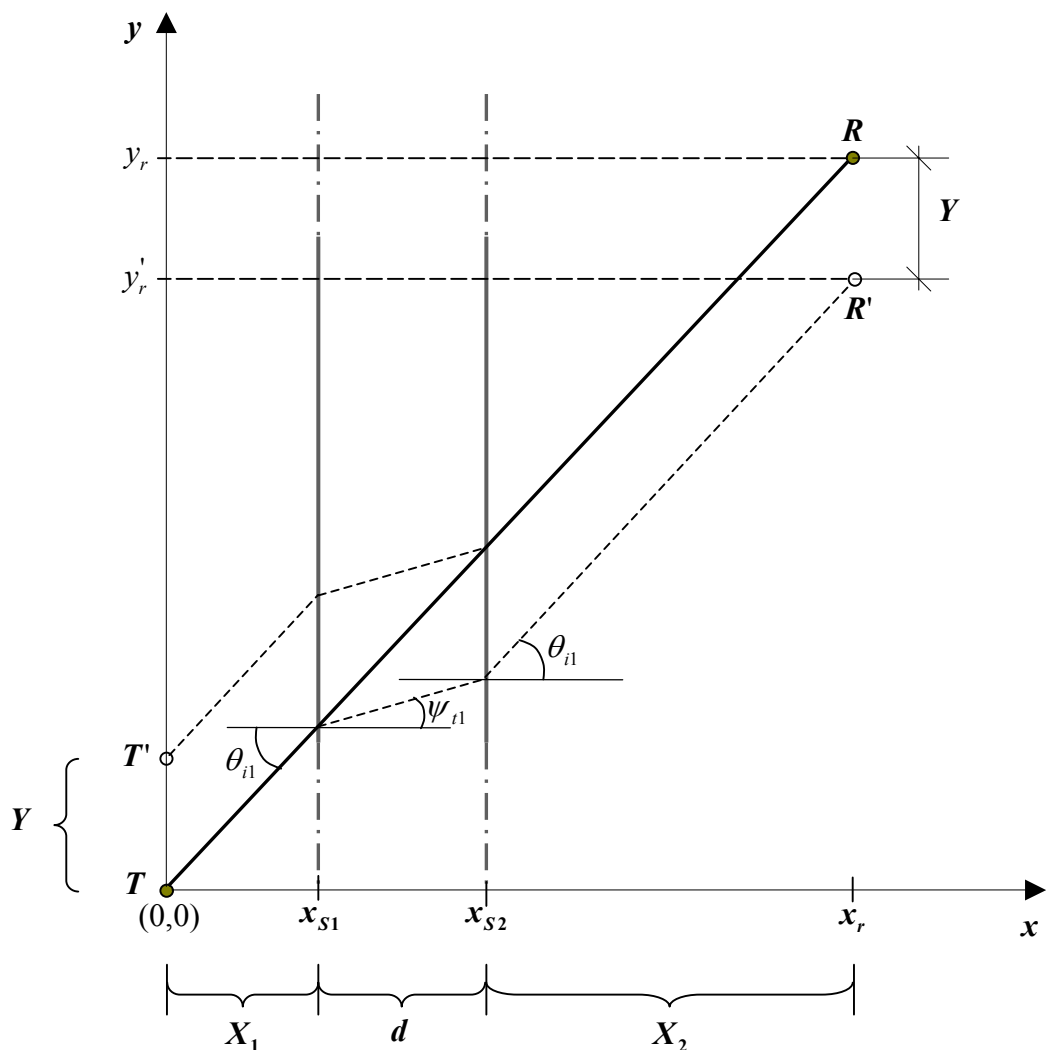


Figura 3.11 – Ilustração dos parâmetros geométricos utilizados no procedimento para a determinação do raio transmitido.

- Utiliza-se a relação (3.3) para encontrar o ponto de incidência I , “quase exato” da onda na parede (ilustrado na Figura 3.12):

$$\begin{array}{l} X_1 + X_2 \rightarrow Y \\ X_1 \rightarrow \Delta y_i \end{array} \quad \therefore \quad \boxed{\Delta y_i = \frac{Y \cdot X_1}{X_1 + X_2}}; \quad (3.3)$$

- O ponto de incidência I é então determinado com suas coordenadas sendo $\boxed{x_i = x_{s1}}$ e $\boxed{y_i = y_{s1} + \Delta y_i}$;

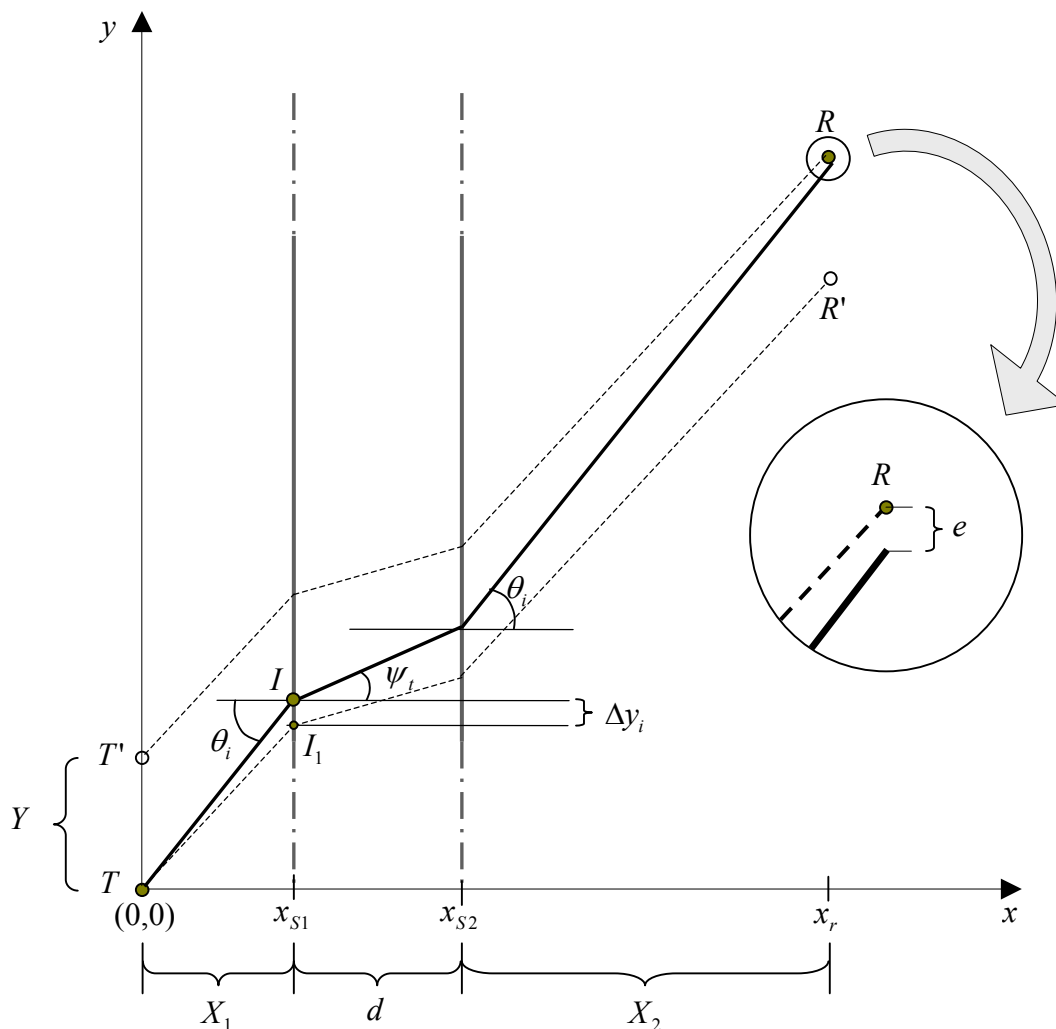


Figura 3.12 – Ilustração do percurso encontrado e detalhamento do erro e .

- encontrado o ponto de intersecção I , determina-se o ângulo de incidência θ_i (entre o raio incidente e o vetor normal à superfície) e calcula-se o ângulo de refração ψ_i , sendo que o ângulo da segunda refração é o próprio ângulo θ_i .

Observa-se que, quando o percurso é acompanhado a partir da saída da parede, o raio não atinge o ponto exato do receptor. A seguir será analisada a existência deste erro e, em seguida, será mostrado por meio de alguns exemplos numéricos que esse erro é praticamente desprezível, não comprometendo o cálculo do campo transmitido.

3.6.1 Avaliação do Erro do Raio Transmitido

O procedimento proposto para encontrar os percursos das ondas transmitidas através de paredes, como mencionado, apresenta um erro e . Este erro no percurso ocorre, pois o ângulo de refração varia com o ângulo de incidência, segundo a Lei de Snell da Refração (equação (3.2)).

Seguindo o procedimento proposto, o “ajuste” no ponto de incidência do raio na parede (isto é, acréscimo de Δy no ponto de incidência inicial) é feito utilizando uma relação linear de proporcionalidade entre as distâncias nas dimensões x e y . O ângulo ψ_{i1} é calculado aplicando-se o procedimento descrito no *Anexo B* e utilizando-se o ângulo de incidência inicial θ_{i1} . Com o novo ponto de incidência (após o ajuste), o ângulo de incidência varia para θ_i , mudando também o ângulo de refração para ψ_i . Acompanhando o percurso encontrado, observa-se que essa mudança provoca uma pequena diferença (e) entre o ponto de recepção e o ponto de chegada do raio traçado. É importante perceber que caso não houvesse variação nos ângulos refratados, ou seja, se $\psi_i = \psi_{i1}$, o raio traçado alcançaria o ponto exato de recepção ($e = 0$). Assim, como geralmente $\psi_i \neq \psi_{i1}$, existe um erro ($e \neq 0$) porém, como será visto, este erro é praticamente desprezível.

A *Figura 3.13* mostra a variação do ângulo de refração em função do ângulo de incidência para uma onda, a 1GHz (propagando-se com polarização vertical, ou seja, perpendicular ao plano de incidência), incidindo numa parede de concreto de 20cm de espessura. Percebe-se que para ângulos de incidência menores, a variação ($\partial\psi_i/\partial\theta_i$) do ângulo refratado é mais abrupta. Assim, poder-se-ia, em princípio, dizer que o erro é maior para ângulos de incidências menores. Porém, isso não necessariamente ocorre, pois para ângulos de incidência menores a distância Y também é menor, diminuindo o erro e (já que quando, por exemplo, $Y = 0$ e $e = 0$, ou seja, incidência normal).

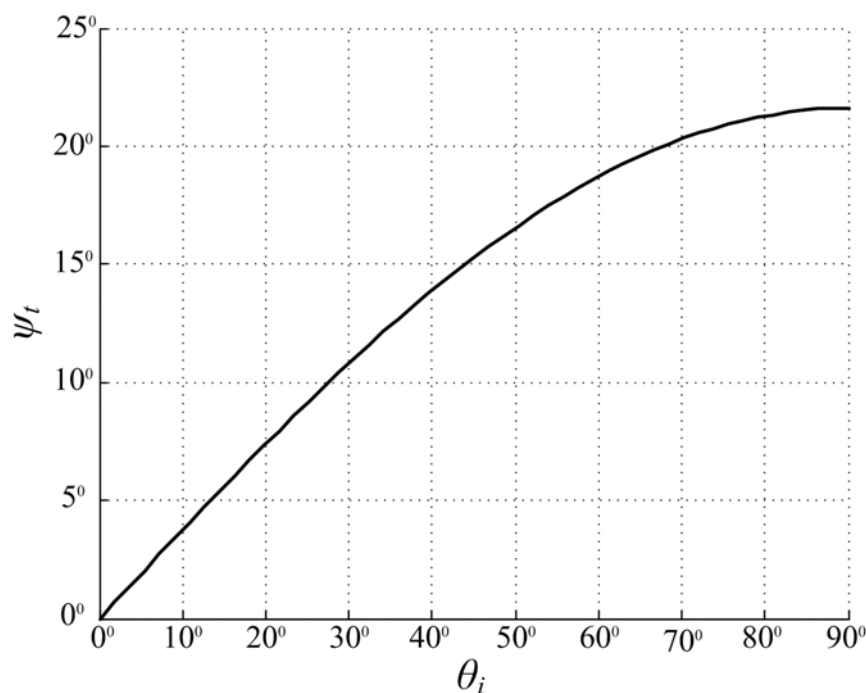


Figura 3.13 – Variação do ângulo de refração em função do ângulo de incidência.

Desta maneira, percebe-se que o erro e é função da derivada do ângulo de transmissão em relação ao ângulo de incidência ($\partial\psi_t/\partial\theta_i$) e da distância Y . A Tabela 3.3 apresenta alguns valores do erro e , em função do ângulo de incidência θ_i e da distância Y .

Tabela 3.3 – Valores de erro e em função do ângulo de incidência e da distância Y .

θ_i	2,25°	17,43°	38,17°	53,25°	72,86°	79,91°	82,02°
Y (mm)	4,79	39,20	106,6	198,8	553,8	1012,5	1304,2
e (mm)	0,0573	0,417	0,681	0,600	0,216	0,0845	0,0545

Observa-se que erros menores ocorrem quando o ângulo de incidência é quase nulo (pois nesses pontos Y é muito pequeno) e também quando o ângulo de incidência é grande (pois a derivada $\partial\psi_t/\partial\theta_i$ para esses ângulos, conforme a Figura 3.13, é quase nula).

Apesar dessa variação do erro, observa-se que o mesmo apresenta valores muito baixos em qualquer situação, não sendo de interesse prático uma análise matemática mais detalhada desse erro.

Portanto, o procedimento proposto para encontrar um raio transmitido através de uma parede gera um percurso quase exato, podendo este ser utilizado na abordagem IT da Técnica de Traçado de Raios. A validação desse procedimento será feita por meio de comparações com resultados obtidos usando o método FDTD e comparando-se com resultados (medidos e simulados) obtidos em outros trabalhos, o que será apresentado no **Capítulo 5**.

3.7 Classificação das Trajetórias dos Raios

A Teoria das Imagens é utilizada para a construção da árvore de imagens, utilizada para determinar a trajetória dos raios refletidos. Na adoção desse método (IT), utiliza-se um algoritmo para a busca por pontos de difração quando se deseja considerar também os percursos devidos aos raios difratados. Além disso, foi introduzido nesse trabalho um novo procedimento para considerar, de forma precisa, os campos devidos aos raios transmitidos através de obstáculos.

Ao contrário do método SBR, em que os raios atingem os pontos de recepção de forma natural através de várias combinações de percursos envolvendo difração, reflexão e transmissão, na IT somente os percursos entre a origem e o destino devem ser estabelecidos para o cálculo do campo total no receptor. Essa definição de possíveis percursos se faz necessária pelo fato de que cada tipo de percurso, denominados de “classe”, exige a implementação de um processo de busca diferenciado [31].

As classes definidas determinam a combinação de interações (percursos) mais relevantes. A seguir, têm-se as seis classes de percursos utilizadas na literatura [31]:

- i) T - R*
- ii) T - reflexões (até o número máximo estipulado pela árvore de imagens) - R*
- iii) T - difração - R*
- iv) T - difração - difração - R*
- v) T - reflexão - difração - R*
- vi) T - difração - reflexão - R*

Nessa busca, não é necessária a inclusão de classes específicas dos raios transmitidos. Isto porque um raio, enquadrando-se em qualquer um dos percursos

(definidos nas classes citadas), ao detectar um obstáculo em seu caminho, executa o procedimento (padronizado na **Seção 3.5**) de determinação do percurso de raio transmitido.

A determinação das seis classes citadas deve-se ao fato de que a literatura mostra que a inclusão de mais graus de interação entre raios e obstáculos não altera de forma significativa a qualidade da predição [31]. Além disso, o tempo de execução aumenta de forma expressiva com a inclusão de novas classes.

É importante perceber que em muitos cenários *indoor* (como em alguns simulados e apresentados no **Capítulo 5**) pode não haver pontos de difração significativos, reduzindo o número de classes para apenas duas (*i* e *ii*).

No **Capítulo 4** serão apresentados os conceitos da GO e da UTD, utilizados para o cálculo dos campos. Nesses conceitos estão envolvidas, entre outras variáveis, as distâncias percorridas pelas ondas, que foram tratadas no presente capítulo.

4 *Ótica Geométrica e Teoria Uniforme da Difração*

4.1 Introdução

Os modelos determinísticos (teóricos), com o aumento da capacidade de processamento dos computadores, estão assumindo um papel fundamental na caracterização dos canais sem fio. A grande maioria dos modelos teóricos usa métodos assintóticos (válidos em altas frequências), como a Teoria Geométrica da Difração (GTD – *Geometrical Theory of Diffraction*) e sua versão uniforme, a Teoria Uniforme da Difração (UTD – *Uniform Theory of Diffraction*), bem como a PO (*Physical Optics*) [29].

Além das Técnicas Assintóticas, métodos numéricos integrais e diferenciais são amplamente usados para o cálculo de campos em ambientes de comunicação sem fio. Esses métodos, no entanto, apresentam um tratamento pouco prático em cenários com elevadas dimensões.

Neste trabalho, utilizou-se a Técnica de Traçado de Raios (com a abordagem IT) para a determinação dos percursos das ondas eletromagnéticas entre o(s) transmissor(es) e o(s) receptor(es), sendo que a GO e a UTD foram os métodos adotados para o cálculo dos campos. O modelo proposto permite analisar diversos problemas de propagação de ondas, como a predição de cobertura em ambientes de comunicação sem fio na faixa UHF (300MHz a 3000MHz).

Ótica Geométrica (GO)

A teoria da Ótica Geométrica Clássica, embora eficiente na análise de muitos problemas, é insuficiente para a explicação de diversos fenômenos que ocorrem em ótica. Diversos estudos mostraram a necessidade de uma teoria ondulatória para explicar tais fenômenos (p. ex., a difração). A comprovação feita por Maxwell de que a luz é uma onda eletromagnética motivou o estudo de novas teorias que mantivessem a praticidade da Ótica Geométrica Clássica e, ao mesmo tempo, que respeitassem o comportamento eletromagnético (ondulatório) dos raios óticos. Surgiram, assim, a Ótica Geométrica Moderna (GO – *Geometrical Optics*) e a GTD [25].

A aplicação da GO é restrita a problemas de alta frequência, em que a variação das propriedades do meio de propagação e/ou dos obstáculos é desprezível ao longo de uma certa distância (em torno de um comprimento de onda [25]). Técnicas como a GO, aplicadas a problemas de alta frequência, são denominados métodos assintóticos.

Na GO, um raio determina a direção de propagação (trajetória) de uma onda e os campos de alta frequência apresentam a propriedade de onda “localmente plana” ao longo de sua trajetória. Ao contrário da Ótica Geométrica Clássica, a GO (moderna) considera os efeitos da amplitude, fase e polarização do campo, ficando de acordo com as equações de Maxwell.

A *Figura 4.1* ilustra a representação da propagação da onda utilizando a GO, ou seja, representação através de raios que levam em conta não apenas a amplitude, mas também atrasos (mudança de fase) ao longo da propagação.

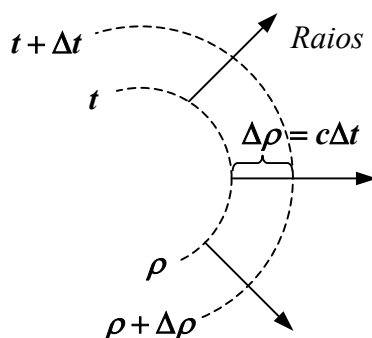


Figura 4.1 – Representação da propagação da onda utilizando a GO.

Teoria Uniforme da Difração

O trabalho proposto por J. B. Keller, em 1953, serviu de base para a formulação da GTD – Teoria Geométrica da Difração. Esta Teoria possibilita a resolução de problemas envolvendo difrações por arestas. A GTD, no entanto, apresenta resultados equivocados nas chamadas “fronteiras de sombra”, ou seja, a uniformidade dos campos nessas regiões não é corretamente descrita pela GTD. Desta maneira, foi proposta (por R. G. Kouyoumjian e P. H. Pathak) a UTD, que modifica os coeficientes de difração (propostos por Keller), mantendo a fidelidade dos campos no entorno das fronteiras de sombra [25].

A utilização da UTD em conjunto com a GO, portanto, possibilita a contemplação dos efeitos relevantes da propagação de ondas (raios diretos, refletidos e difratados) para o cálculo dos campos de alta frequência nos mais diversos ambientes.

Considerações acerca dos problemas

Os sinais tratados neste trabalho são considerados como estando em regime harmônico estacionário, possibilitando um tratamento fasorial do problema. A adoção de uma frequência fixa (ω), além de permitir a utilização da GO e da UTD para o cálculo dos campos, não deixa de ser uma boa aproximação de sinais reais. Apesar das possíveis variações das características elétricas (ϵ , μ , σ) com a frequência, as técnicas de modulação existentes nos principais sistemas de comunicações sem fio confinam os sinais a uma faixa estreita de frequências em torno da frequência portadora. Dentro desta faixa, pode-se admitir, com uma razoável exatidão, que as propriedades físicas dos materiais mantêm-se constantes. Mesmo em sistemas em que se utiliza a técnica de espalhamento espectral, essa faixa de frequência é limitada (p. ex., no sistema celular CDMA utiliza-se o espalhamento espectral do sinal, porém confinado em uma faixa de 1,25MHz, ficando em torno de uma frequência fixa). Desta maneira, neste trabalho os meios serão considerados não dispersivos (do ponto de vista eletromagnético).

4.2 Conceito de Tubo de Raios e a GO

Conforme a definição de Kouyoumjian [25]:

“Do ponto de vista matemático, métodos assintóticos são métodos para expandir funções, avaliar integrais e resolver equações diferenciais, aumentando sua precisão quando determinado parâmetro se aproxima de um valor limite. Aqui, estamos interessados em soluções de problemas eletromagnéticos válidas quando a constante de fase no espaço β (ou a frequência angular ω) aproxima-se do infinito.” Isto equivale a ter o comprimento de onda tendendo a zero.

Assim, para problemas de alta frequência, podemos considerar a onda incidente em uma determinada área (obtendo-se uma densidade superficial de potência) como um fluxo representado por um tubo de raios, adjacentes a um raio axial, conforme *Figura 4.2*.

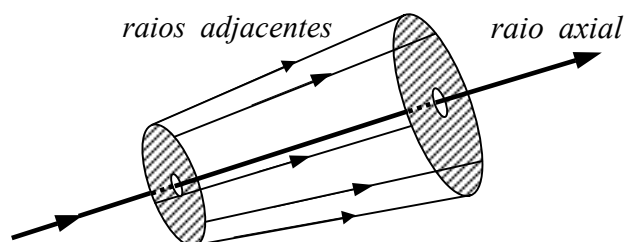


Figura 4.2 – Tubo de raios.

As superfícies formadas pelo tubo de raios são superfícies transversais à direção de propagação. Quando se faz referência a um raio, na realidade, está se considerando um tubo infinitesimal no entorno do raio, possibilitando trabalhar com o raio de forma quantitativa. Assim, valores de campos são associados aos diversos pontos da propagação, conforme a divergência ou convergência do tubo de raios. A forma geral para o cálculo dos campos de uma onda (representada por um raio), propagando-se no espaço livre é dada por [25]:

$$\vec{E}(s) = \vec{E}_o \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}} \exp(-j\beta(s)), \quad (4.1)$$

onde $E(s)$ é o campo elétrico a uma distância s do ponto de referência, E_o é o campo elétrico no ponto de referência, ρ_1 e ρ_2 são, conforme a *Figura 4.3*, os raios principais de curvatura da frente de onda associada ao raio no ponto de referência, e β é a constante de fase no espaço livre (também conhecida como número de onda) dada por:

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (\text{rad/m}), \quad (4.2)$$

onde λ é o comprimento de onda no espaço livre:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (\text{m}), \quad (4.3)$$

com $c \cong 3 \cdot 10^8$ (m/s), sendo a velocidade da onda no espaço livre (velocidade da luz no vácuo) e f a frequência da onda, em Hertz (Hz).

O termo $\sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{(\rho_1 + s)(\rho_2 + s)}}$, para o caso geral, é conhecido como *fator de espalhamento* A_s , que é responsável pela variação da amplitude ao longo da trajetória. O *Anexo C* apresenta o detalhamento do fator de espalhamento e a redução aos casos particulares de onda esférica, onda cilíndrica e onda plana.

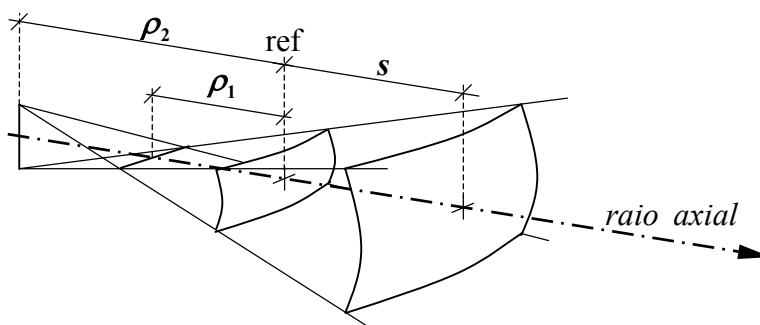


Figura 4.3 – Representação de frentes de onda associadas a um raio.

Em problemas de predição dos campos, sabe-se que as antenas transmissoras radiam a energia de acordo com suas características (diagrama de radiação). Porém, nas regiões de campos distantes (ou de Fraunhofer), a propagação da onda tem comportamento esférico (ondas esféricas), independente do tipo de antena utilizado. Desta maneira, o fator de espalhamento assume o caso particular descrito por (4.4), sendo o módulo do campo inversamente proporcional à distância, com $\rho_1 = \rho_2 = \rho$.

$$A_s = \left(\frac{\rho}{\rho + s} \right) \quad (4.4)$$

Percebe-se que a equação (4.4) está de acordo com a *Fórmula de Friis* (2.14), onde r representa a distância entre a antena transmissora e o ponto de observação (onde se deseja calcular o campo), ou seja, $r = \rho + s$. Assim, de acordo com a relação entre a potência e o campo elétrico (2.16), a potência é inversamente proporcional ao quadrado da distância (ou proporcional a A_s^2). Portanto, a magnitude do produto $|r \cdot E|$ ou $|r^2 \cdot P_R|$ é constante em qualquer ponto no espaço quando se tem uma radiação do tipo esférica (na região de campos distantes). Portanto, o fator de espalhamento dado em (4.4) é usado em problemas 3D.

Quando se deseja representar uma onda cilíndrica (p. ex., em problemas 2D) o fator de espalhamento, conforme detalhado no *Anexo C* é dado por (4.5).

$$A_s = \sqrt{\frac{\rho}{\rho + s}} \quad (4.5)$$

Neste caso, o campo é inversamente proporcional à raiz quadrada da distância. No **Capítulo 5** foi utilizado este fator de espalhamento em algumas simulações para fins de validação do método, já que foram feitas comparações com o método FDTD bidimensional, utilizando uma onda cilíndrica como excitação.

4.3 Campo devido aos Raios Diretos

A utilização do cálculo dos campos devidos aos raios diretos corresponde às componentes de campo devido aos raios que partem da antena transmissora e são calculados em determinado ponto de observação (sem obstruções ao longo do caminho), por meio da GO. Este ponto de observação pode ser tanto um ponto de recepção como um ponto de incidência de uma onda em um obstáculo (ponto de reflexão ou difração).

O campo elétrico pode ser representado usando um sistema de coordenadas esféricas, conforme mencionado no **Capítulo 2**, ou um sistema de coordenadas fixo ao raio (*Figura 2.1*). Sabe-se que o cálculo do campo na GO considera uma onda como sendo localmente plana [25]. Como o sistema de coordenadas esféricas é considerado e a onda diverge da antena transmissora (considerada na origem desse sistema de coordenadas), a componente radial \vec{a}_r do campo é nula, sendo que as componentes \vec{a}_θ e \vec{a}_ϕ são, respectivamente, as componentes de campo paralela e perpendicular ao plano de em análise (já que o cálculo dos campos é feito apenas nesse plano – cálculo 2D).

Nos casos analisados neste trabalho, apenas antenas transmissoras com polarizações lineares foram consideradas, ou seja, polarização horizontal (paralela ao plano de análise – $\vec{a}_\theta \neq 0$ e $\vec{a}_\phi = 0$) e polarização vertical (perpendicular ao plano de análise – $\vec{a}_\theta = 0$ e $\vec{a}_\phi \neq 0$). Assim, considerando a equação (4.1), pode-se calcular o campo (direto) a uma distância d do transmissor, com $d = s + \rho$, utilizando o campo E_o (campo a uma distância $d_o = \rho$ da antena transmissora) como referência:

$$E_{\theta,\phi} = |E_o| A_s D(\theta, \phi) \exp(-j\beta d), \quad (4.6)$$

com $A_s = (d_o/d)$ em ondas esféricas e $A_s = \sqrt{d_o/d}$ quando a excitação for cilíndrica. O módulo do campo E_o é dado por (4.7); $D(\theta)$ é um termo adicional à equação (4.1), e leva em consideração a diretividade normalizada em função do ângulo θ (apenas no plano de análise, ou seja, com $\phi = 0$).

$$|E_o| = \sqrt{\frac{\eta_o P_t G_t}{2\pi(d_o)^2}} \quad (4.7)$$

Ao contrário da equação (4.1), apenas o módulo de E_o aparece na equação (4.6) pois a fase desse campo é levada em consideração na exponencial $\exp(-j\beta d)$, já que $d = s + d_o$.

Como o cálculo dos campos (utilizando a GO) é válido na região de campos distantes, o ponto de referência é escolhido no limite inferior desta região, ou seja, $d_o = 2D^2/\lambda$, com D sendo a máxima dimensão da antena transmissora. Para distâncias menores que d_o (região de campos próximos), o cálculo dos campos não é realizado, uma vez que levaria a resultados incorretos.

4.4 Campo devido aos Raios Refletidos

O cálculo do campo devido a raios refletidos corresponde aos raios provenientes de um ponto de reflexão para então ser calculado em um ponto de observação qualquer. Neste cálculo a GO é aplicada considerando as superfícies (obstáculos onde ocorrem as reflexões) planas e maiores que um comprimento de onda [31] e a antena transmissora distante da superfície refletora.

O campo devido a um raio refletido é calculado em um ponto de observação qualquer segundo a equação:

$$E(O) = E_r(Q) A_s \exp(-j\beta s), \quad (4.8)$$

com $E_r(Q)$ sendo o campo no ponto de reflexão (imediatamente após a reflexão) dado por (4.9) e $A_s = \rho/(s + \rho)$ é o fator de espalhamento (no caso de onda esférica).

$$E_r(Q) = \|\Gamma\| \cdot E_i(Q) \quad (4.9)$$

O campo $E_i(Q)$ (campo no ponto Q , antes da reflexão) é o campo elétrico da onda incidente na superfície e $\|\Gamma\|$ é a matriz do coeficiente de reflexão.

Para os casos particulares (aplicados neste trabalho) de onda cilíndrica e esférica, apenas um raio de curvatura (ρ) é de interesse, sendo este a própria distância da imagem I até o ponto de reflexão Q , conforme *Figura 4.4*.

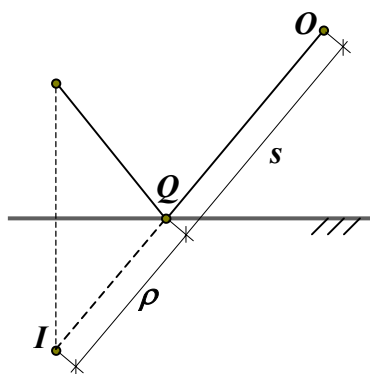


Figura 4.4 – Representação do percurso da onda refletida.

4.4.1 Coeficiente de Reflexão de Fresnel

Num caso geral – independente da polarização da onda – o campo elétrico pode ser decomposto em duas componentes perpendiculares entre si, sendo ambas perpendiculares à direção de propagação (sistema de coordenadas fixo ao raio). Essas componentes do campo elétrico são, conforme a *Figura 4.5*, as componentes perpendicular (E_ϕ) e paralela (E_θ) ao plano de reflexão (plano formado pelo raio incidente e o raio refletido). O vetor normal ao obstáculo também é paralelo a este plano, que corresponde ao próprio plano em análise.

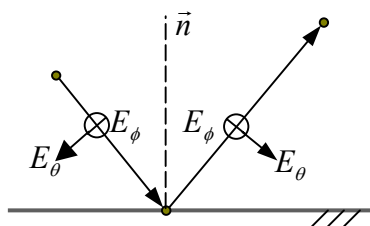


Figura 4.5 – Decomposição dos campos no sistema de coordenadas fixo ao raio.

O coeficiente de reflexão de Fresnel depende da polarização da onda incidente, podendo, também, ser decomposto em duas componentes Γ_{\perp} e Γ_{\parallel} (representadas pela diagonal principal da matriz $\|\Gamma\|$). Portanto, os termos da equação (4.9) são descritos por matrizes, conforme abaixo:

$$\begin{bmatrix} Er_{\theta}(Q) \\ Er_{\phi}(Q) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Gamma_{\perp} & 0 \\ 0 & \Gamma_{\parallel} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ei_{\theta}(Q) \\ Ei_{\phi}(Q) \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

Em uma análise bidimensional e considerando apenas polarização vertical ou horizontal, o campo elétrico refletido terá, respectivamente, apenas a componente perpendicular ou paralela ao plano de reflexão e apenas uma componente do coeficiente de reflexão (Γ_{\perp} ou Γ_{\parallel}) é utilizada. Isto ocorre pois as superfícies são consideradas planas, mantendo a polarização da onda refletida igual à da onda incidente.

Além da polarização, o coeficiente de reflexão depende das características do plano de incidência e do ângulo de incidência θ_i . Assim, a geometria (profundidade do obstáculo) e as características elétricas (ε , μ , σ) da superfície, juntamente com a frequência e a polarização, definem o perfil do coeficiente de reflexão $\|\Gamma\|$, que irá alterar a amplitude e a fase de uma onda incidente, resultando em uma onda refletida atenuada e defasada.

Neste trabalho são usados dois tipos de estruturas, que simulam paredes de concreto [32]. A primeira estrutura simula uma parede com espessura infinita, que possui as componentes do coeficiente de reflexão (Γ_{\perp} e Γ_{\parallel}) dadas pelas equações (4.11a) e (4.11b) representadas na *Figura 4.6* com seu módulo em função do ângulo de incidência, a uma frequência de 1GHz, com $\mu_c = \mu_0$, e $\varepsilon_c = (7-j0,85)\varepsilon_0$, onde ε_c é a “permissividade complexa”, definida como $\varepsilon_c = (\varepsilon_0 \varepsilon_r - j\sigma/\omega)$. Esta estrutura possibilita a simulação de prédios, em ambientes exteriores (*outdoor*), representados por blocos de concreto [39].

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_0 \cos \theta_i - \eta_c \cos \theta_t}{\eta_0 \cos \theta_i + \eta_c \cos \theta_t} \quad (4.11a)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\eta_c \cos \theta_t - \eta_0 \cos \theta_i}{\eta_c \cos \theta_t + \eta_0 \cos \theta_i}, \quad (4.11b)$$

onde $\eta_c = \sqrt{\mu_c/\varepsilon_c}$ é a impedância intrínseca do concreto e $\cos\theta_i = \sqrt{1 - \left(\frac{\mu_0\varepsilon_0}{\mu_c\varepsilon_c}\right)^2 \sin^2\theta_i}$

é obtido pela Lei de Snell da refração (3.2).

Figura 4.6 – Módulos dos Coeficientes de Reflexão em função do ângulo de incidência utilizando uma parede de concreto com ($d \rightarrow \infty$).

A outra estrutura foi utilizada em ambientes interiores (*indoor*), tratando-se de uma parede de concreto com 20cm de espessura. A frequência de operação é de 1GHz. Nestas simulações não foram considerados os efeitos de múltiplas reflexões dentro da parede. Ainda assim, foram obtidos bons resultados, como será visto no **Capítulo 5**.

As componentes do coeficiente de reflexão de Fresnel (Γ_{\perp} e Γ_{\parallel}), utilizadas em ambientes *indoor* (paredes com espessura finitas), são descritas por (4.12a) e (4.12b). Seus módulos em função do ângulo de incidência são apresentados na *Figura 4.7*.

$$\Gamma_{\perp} = \frac{\eta_{\perp in} - (\eta_0/\cos\theta_i)}{\eta_{\parallel in} + (\eta_0/\cos\theta_i)} \quad (4.12a)$$

$$\Gamma_{\parallel} = \frac{\eta_{\perp in} - (\eta_0 \cos\theta_i)}{\eta_{\parallel in} + (\eta_0 \cos\theta_i)}, \quad (4.12b)$$

onde $\eta_{\perp in}$ e $\eta_{\parallel in}$ são, respectivamente, as componentes perpendicular e paralela da impedância de entrada da parede, dadas por [31]:

$$\eta_{\perp in} = (\eta_c/\cos\theta_i) \frac{(\eta_0/\cos\theta_i) + (\eta_c/\cos\theta_i)\tanh(\gamma_c d \cos\theta_i)}{(\eta_c/\cos\theta_i) + (\eta_0/\cos\theta_i)\tanh(\gamma_c d \cos\theta_i)} \quad (4.13a)$$

$$\eta_{\parallel in} = (\eta_c \cos\theta_i) \frac{(\eta_0 \cos\theta_i) + (\eta_c \cos\theta_i)\tanh(\gamma_c d \cos\theta_i)}{(\eta_c \cos\theta_i) + (\eta_0 \cos\theta_i)\tanh(\gamma_c d \cos\theta_i)} \quad (4.13b)$$

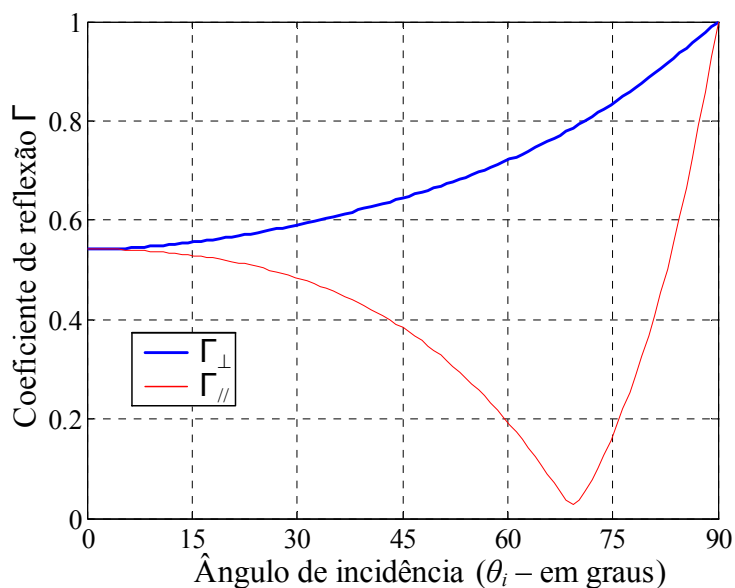


Figura 4.7 – Módulos dos Coeficientes de Reflexão em função do ângulo de incidência utilizando uma parede de concreto com ($d = 20\text{cm}$).

4.5 Campo devido aos Raios Difrattados

Como mencionado na **Seção 3.5**, a difração em análises bidimensionais é considerada em pontos formados pelos vértices dos polígonos que representam obstáculos. Tais vértices, portanto, representam arestas (em 3D) que são, na prática, as principais causadoras do fenômeno da difração.

A teoria adotada para o cálculo da difração é a UTD. Assim, o somatório coerente dos campos calculados pela GO (devido aos raios direto, refletidos e transmitidos), adicionado ao campo previsto pela UTD (devido aos raios difratados) forma o campo total.

Ao contrário da UTD, a formulação GTD não é válida no entorno das fronteiras de sombra. Nestas fronteiras, de acordo com a *Figura 4.8*, o campo da GO (direto e refletido) cai abruptamente a zero e o campo difratado pela GTD se torna infinito sobre essas linhas [25]. A UTD, no entanto, fornece uma solução contínua em todo o espaço.

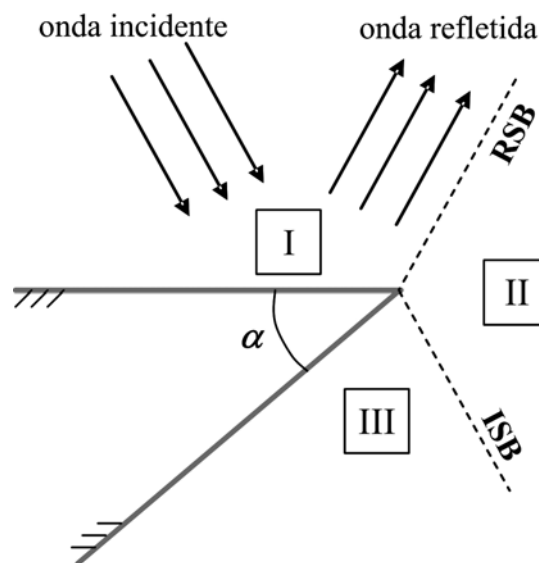


Figura 4.8 – Ilustração das diversas regiões formadas pela interação de uma onda com uma aresta.

A fronteira de sombra formada por uma aresta (junção de duas faces) depende da inclinação do raio incidente, conforme ilustrado na *Figura 4.8*. Três regiões podem ser definidas. A região I (região de reflexão) é formada por raios diretos, refletidos e difratados. Na região II, os raios direto e difratado contribuem para o campo. Já na região III (região de sombra), a contribuição é dada apenas pelo raio difratado. Desta forma, obtêm-se as fronteiras de sombra entre as regiões I e II – conhecida como RSB (*Reflection Shadow Boundary*) – e entre as regiões II e III – conhecida como ISB (*Incident Shadow Boundary*).

Assim como no cálculo dos campos direto e refletido, o campo $E_d(O)$ devido a um raio difratado, calculado em um ponto de observação O , é decomposto nas componentes perpendicular (Ed_θ) e paralela (Ed_ϕ) ao plano de incidência, num sistema de coordenadas fixo ao raio. O campo difratado $E_d(O)$ é dado pela equação (4.14), que utiliza o campo $E_d(Q_d)$ como referência, onde s é a distância entre os pontos Q_d e O , conforme ilustrado na *Figura 4.9*.

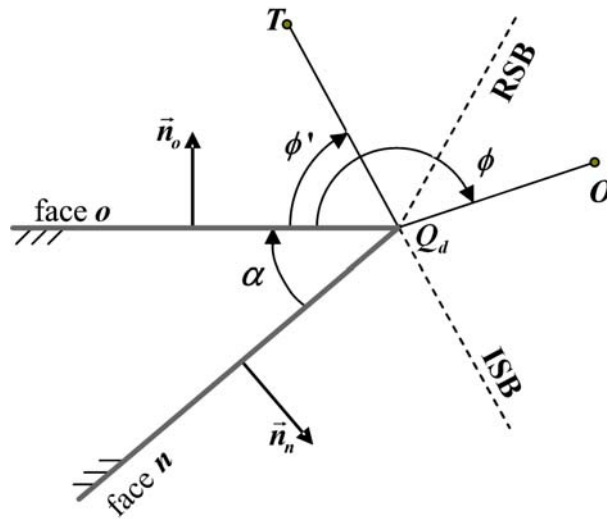


Figura 4.9 – Ilustração dos parâmetros relevantes para o cálculo dos campos difratados.

$$E_d(O) = E_d(Q_d) A_s \exp(-j\beta s) \quad (4.14)$$

O campo $E_d(Q_d)$ no ponto de difração (imediatamente após a difração) é dado por:

$$E_d(Q_d) = \|D\| \cdot E_i(Q_d), \quad (4.15)$$

onde $E_i(Q_d)$ (campo no ponto Q_d , antes da difração) é o campo elétrico da onda incidente no ponto de difração, e $\|D\|$ é o coeficiente de difração.

4.5.1 Coeficiente de Difração

As componentes perpendicular e paralela do coeficiente de difração são representadas pela diagonal principal da matriz $\|D\|$. Assim a equação (4.15) é reescrita conforme (4.16), sendo D_{\perp} e D_{\parallel} com o sinal negativo, segundo a notação adotada em [25].

$$\begin{bmatrix} Ed_{\theta}(Q_d) \\ Ed_{\phi}(Q_d) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -D_{\perp} & 0 \\ 0 & -D_{\parallel} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ei_{\theta}(Q_d) \\ Ei_{\phi}(Q_d) \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Os coeficientes de difração são dados por [37]:

$$D_{\perp}(L^i, L^{ro}, L^m, \phi, \phi', \theta_d, n) = D_1 + D_2 + \Gamma_{\perp}^o D_3 + \Gamma_{\perp}^n D_4 \quad (4.17a)$$

$$D_{//}(L^i, L^o, L^m, \phi, \phi', \theta_d, n) = D_1 + D_2 + \Gamma_{//}^o D_3 + \Gamma_{//}^n D_4 \quad (4.17b)$$

Os coeficientes de reflexão $\Gamma_{\perp, //}^o$ e $\Gamma_{\perp, //}^n$ são dados em (4.11a) e (4.11b); os índices o e n correspondem, respectivamente, às faces o e n que formam a aresta onde ocorre a difração (de acordo com a *Figura 4.9*), com os ângulos de incidência determinados por:

$$\theta_{io} = \arccos(|\vec{a}_{ri} \cdot \vec{n}_o|) \quad (4.18a)$$

$$\theta_{in} = \arccos(|\vec{a}_{ri} \cdot \vec{n}_n|) \quad (4.18b)$$

onde \vec{a}_{ri} é a direção do raio incidente, sendo \vec{n}_o e \vec{n}_n as normais às superfícies, conforme ilustrado na *Figura 4.9*.

Os coeficientes D_1 a D_4 são calculados conforme abaixo:

$$D_1 = \frac{-\exp(-j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi\beta \cos\theta_d}} \cot\left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right] F[\beta L^i a^+(\phi - \phi')] \quad (4.19)$$

$$D_2 = \frac{-\exp(-j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi\beta \cos\theta_d}} \cot\left[\frac{\pi - (\phi - \phi')}{2n}\right] F[\beta L^i a^-(\phi - \phi')] \quad (4.20)$$

$$D_3 = \frac{-\exp(-j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi\beta \cos\theta_d}} \cot\left[\frac{\pi + (\phi + \phi')}{2n}\right] F[\beta L^i a^+(\phi + \phi')] \quad (4.21)$$

$$D_4 = \frac{-\exp(-j\pi/4)}{2n\sqrt{2\pi\beta \cos\theta_d}} \cot\left[\frac{\pi - (\phi + \phi')}{2n}\right] F[\beta L^i a^-(\phi + \phi')], \quad (4.22)$$

onde θ_d é o ângulo de difração que define o cone de Keller (conforme especificado na **Seção 3.5**, *Figura 3.8*). Nas análises feitas neste trabalho (2D), os raios incidentes e os raios difratados encontram-se no mesmo plano, ou seja, a incidência é normal à aresta difratante, gerando um cone de Keller com $\theta_d = 0$. Os ângulos ϕ e ϕ' são, respectivamente, os ângulos incidente e difratado em relação à face o , escolhida como referência. A função de transição $F(x)$ é descrita por:

$$F(x) = 2j\sqrt{x} \exp(jx) \int_{\sqrt{x}}^{\infty} \exp(-ju^2) du \quad (4.23)$$

Para obter o termo x da função de transição, é necessário conhecer a^{\pm} , dado por:

$$a^{\pm}(B^{\pm}) = 2 \cos^2 \left(\frac{2n\pi N^{\pm} - B^{\pm}}{2} \right), \quad (4.24)$$

onde e N^{\pm} são os inteiros que, de forma mais aproximada, satisfazem às equações (4.25a) e (4.25b) (podendo assumir valores $N^+ = 0$ ou 1 e $N^- = -1, 0$ ou 1 [25]). O termo B representa a soma (subtração) $B^{\pm} = \phi \pm \phi'$.

$$2\pi n N^+ - (\phi \pm \phi') = \pi \quad (4.25a)$$

$$2\pi n N^- - (\phi \pm \phi') = \pi \quad (4.25b)$$

$$n = \frac{2\pi - \alpha}{\pi} \quad (4.26)$$

As variáveis L^i , L^{ro} e L^{rm} exprimem os parâmetros de distância associados à fronteira de sombra de incidência (L^i) e à fronteira de sombra de reflexão ($L^{ro,rm}$). Para os casos particulares tratados neste trabalho, onde as faces são consideradas planas e a excitação utilizada é esférica ou cilíndrica, com incidência normal na aresta, tais parâmetros são iguais ($L^i = L^{ro} = L^{rm}$) e são dados por [25]:

$$L^{i,ro,rm} = \frac{s's}{(s+s)}, \quad (4.27)$$

onde s' é a distância da fonte ao ponto de difração e s é a distância do ponto de difração ao ponto de observação.

Os outros parâmetros das equações (4.17a) e (4.17b) estão ilustrados na *Figura 4.9*.

4.5.2 Campo nas Regiões de Transição

A uniformidade dos campos é mantida na UTD graças à inclusão, nas expressões da GTD, da Função de Transição de Fresnel $F(x)$. Esta função evita valores infinitos de campo, além de corrigir a descontinuidade nas fronteiras de sombra.

Os valores infinitos de campo devem-se aos coeficientes D_1 , D_2 , D_3 e D_4 , que apresentam comportamento singular devido aos termos $\cot\left[\frac{\pi \pm (\phi \pm \phi')}{2n}\right]$. A combinação das situações onde a Função de Transição é necessária resume-se a quatro casos. Os coeficientes D_1 ou D_2 são responsáveis pela aplicação da Função de Transição no entorno da fronteira ISB, sendo que os coeficientes D_3 ou D_4 suprem essa necessidade na fronteira RSB.

Assim, no entorno das fronteiras de sombra (regiões de transição), um dos produtos $\cot(y) \cdot F(x)$, das equações (4.19) a (4.22), dependendo do caso, tende a uma indeterminação, devendo ser utilizada a função de transição adequada. Fora dessas regiões, a função de transição é sempre $F(x) = 1$.

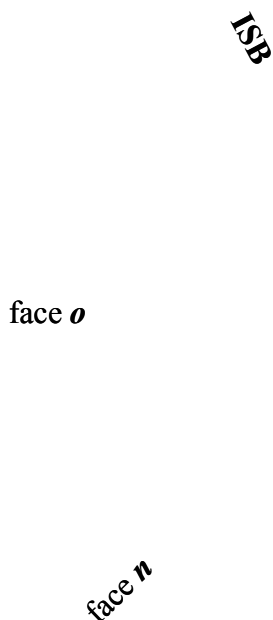


Figura 4.10 – Ilustração da difração na região de transição.

Será utilizado como exemplo [25-37] o caso ilustrado na *Figura 4.10*, em que há a incidência de um raio em uma aresta, sendo analisado um ponto de observação na região de transição em torno da fronteira ISB. Neste caso, tem-se $\phi_{ISB} = \phi' - \pi$ e $\phi = (\phi' - \pi) + \epsilon$, onde ϵ é o ângulo indicado na *Figura 4.9*. Analisando-se D_I (responsável pela continuidade do campo na fronteira ISB quando a face o não é iluminada pela fonte) se $|\epsilon| \rightarrow 0$, é observado que, quando $\epsilon = 0$, $\phi = \phi_{ISB}$; quando $\epsilon > 0$, o raio direto e o raio difratado estão presentes; e quando $\epsilon < 0$, apenas o raio difratado contribui para o campo (região de sombra).

Desta forma, quando $|\epsilon| \rightarrow 0$, $\phi - \phi' = -\pi$, podendo-se fazer as seguintes considerações:

$$\cot\left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right] = \cot\left[\frac{\epsilon}{2n}\right] = \frac{2n}{\epsilon},$$

$$N^+ = 0 \rightarrow a^+(\phi - \phi') = 2 \cos^2\left(\frac{\pi - \epsilon}{2}\right) = 2 \sin^2\left(\frac{\epsilon}{2}\right) = \frac{\epsilon^2}{2},$$

$$F(\beta L^i a^+) \cong F(\beta L^i \frac{\epsilon^2}{2}) \cong \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) \left(|\epsilon| \sqrt{\frac{\pi \beta L^i}{2}} - \epsilon^2 \beta L^i \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) \right) \exp\left(\frac{j\beta L^i \epsilon^2}{2}\right)$$

$$F(\beta L^i \frac{\epsilon^2}{2}) \cong |\epsilon| \sqrt{\frac{\pi \beta L^i}{2}} \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) - j\beta L^i \epsilon^2$$

Assim, o produto $\cot(y) \cdot F(x)$ pode ser aproximado por:

$$\begin{aligned} \cot\left[\frac{\pi + (\phi - \phi')}{2n}\right] F(\beta L^i a^+) &\cong \frac{|\epsilon^2|}{\epsilon} 2n \sqrt{\frac{\pi \beta L^i}{2|\epsilon|}} \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) - j2n\beta L^i \epsilon \\ &\cong 2n \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) \epsilon \sqrt{2\pi\beta} \left[\frac{\sqrt{L^i}}{2\pi} \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) \right] \end{aligned}$$

Finalmente, o coeficiente D_I assume a forma dada pela equação (4.28), válida para a fronteira ISB quando a face o não é iluminada pela fonte.

$$D_1 \cong -\frac{\sqrt{L^i}}{\cos\theta_d} \left[\frac{\text{sign}(\epsilon)}{2} - \epsilon \sqrt{\frac{\beta L^i}{2\pi}} \exp\left(\frac{j\pi}{4}\right) \right], \quad (4.28)$$

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

4.6 Campo devido aos Raios Transmitidos

O cálculo do campo devido aos raios transmitidos através de paredes é feito, em um dado ponto de observação O , analogamente ao cálculo do campo refletido, utilizando-se a GO, a partir do ponto de saída da parede S (*Figura 4.11*). Este ponto, assim como todo o percurso percorrido pelo raio transmitido, é determinado através do procedimento descrito na **Seção 3.6**. Assim, sempre que houver uma parede no caminho de um raio, esse procedimento é acionado e o cálculo do campo transmitido é feito. A equação (4.29) permite o cálculo do campo no ponto O a partir do campo no ponto S .

$$E_t(O) = E_t(S)A_s \exp(-j\beta s), \quad (4.29)$$

com $E_t(S)$ sendo o campo no ponto S (imediatamente após a saída do raio da parede), dado por:

$$E_t(S) = \|T\| \cdot E_i(I), \quad (4.30)$$

onde E_i é o campo elétrico incidente na parede (imediatamente antes de entrar na parede – ponto I) e $\|T\|$ é o coeficiente de transmissão resultante. Assim como nos casos da reflexão e da difração, os campos são decompostos nas componentes perpendicular e paralela ao plano de análise (sistema de coordenadas fixo ao raio), sendo uma das componentes nula quando a polarização for vertical ou horizontal.

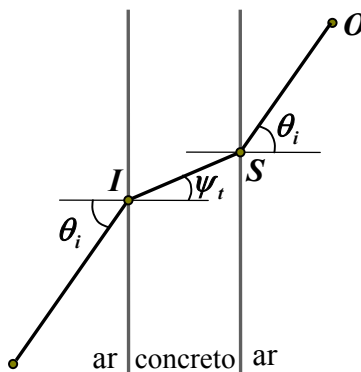


Figura 4.11 – Ilustração do percurso de um raio transmitido através de uma parede.

O coeficiente de transmissão $\|T\|$, como será visto a seguir, leva em conta o percurso que antecede o ponto S , ou seja, a atenuação e a defasagem devido à primeira refração (no ponto I), a atenuação e a defasagem devido à propagação no trecho dentro da parede, e a atenuação e a defasagem devido à segunda refração (no ponto S).

4.6.1 Coeficiente de Transmissão de Fresnel

Assim como os coeficientes de reflexão e de difração, o coeficiente de transmissão de Fresnel também pode ser representado por duas componentes, contidas na diagonal principal de $\|T\|$. Assim, a equação (4.30) é escrita como:

$$\begin{bmatrix} Et_\theta(S) \\ Et_\phi(S) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_\perp & 0 \\ 0 & T_\parallel \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} Ei_\theta(I) \\ Ei_\phi(I) \end{bmatrix} \quad (4.32)$$

O campo $E_t(S)$ a ser calculado não se encontra no mesmo ponto do raio incidente. Portanto, além dos dois coeficientes de transmissão (devido às duas refrações), a atenuação e a defasagem no percurso dentro da parede devem ser consideradas.

Os coeficientes de transmissão de Fresnel (T_\perp e T_\parallel) são dados por:

$$T_\perp(\theta_i) = T_{\perp 1} \cdot T_{\perp 2} \quad (4.33a)$$

$$T_\parallel(\theta_i) = T_{\parallel 1} \cdot T_{\parallel 2}, \quad (4.33b)$$

onde $T_{\perp 1}$ e $T_{\parallel 1}$ levam em conta o coeficiente de transmissão devido à primeira refração (passagem ar-concreto), bem como a atenuação e a defasagem no percurso dentro da parede, dados por (4.34a) e (4.34b), sendo que $T_{\perp 2}$ e $T_{\parallel 2}$ correspondem aos coeficientes de transmissão devidos à segunda refração (passagem concreto-ar), dados por (4.36a) e (4.36b) [31].

$$T_{\perp 1} = \frac{1 + \Gamma_{\perp 1}}{\exp(\gamma_2 d \cos \theta_i) + \Gamma_{\perp 2} \exp(-\gamma_2 d \cos \theta_i)} \quad (4.34a)$$

$$T_{//1} = \frac{1 + \Gamma_{//1}}{\exp(\gamma_2 d \cos \theta_i) + \Gamma_{//2} \exp(-\gamma_2 d \cos \theta_i)}, \quad (4.34b)$$

com $\Gamma_{\perp 1}$ e $\Gamma_{//1}$ sendo os coeficientes de reflexão *indoor*, dados, respectivamente, por (4.12a) e (4.12b) e $\Gamma_{\perp 2}$ e $\Gamma_{//2}$ são descritos, respectivamente, por (4.35a) e (4.35b) e representam o coeficiente de reflexão na segunda fronteira (concreto-ar).

$$\Gamma_{\perp 2} = \frac{(\eta_0 / \cos \theta_i) - (\eta_c / \cos \theta_i)}{(\eta_0 / \cos \theta_i) + (\eta_c / \cos \theta_i)} \quad (4.35a)$$

$$\Gamma_{//2} = \frac{(\eta_0 \cos \theta_i) - (\eta_c \cos \theta_i)}{(\eta_0 \cos \theta_i) + (\eta_c \cos \theta_i)} \quad (4.35b)$$

$$T_{\perp 2} = \frac{2(\eta_0 / \cos \theta_i)}{(\eta_c / \cos \theta_i) + (\eta_0 / \cos \theta_i)} \quad (4.36a)$$

$$T_{//2} = \frac{2(\eta_0 \cos \theta_i)}{(\eta_c \cos \theta_i) + (\eta_0 \cos \theta_i)} \quad (4.36b)$$

Os módulos dos coeficientes de transmissão resultantes (T_{\perp} e $T_{//}$), em função do ângulo de incidência θ_i , para uma parede de concreto de 20cm (com $\mu_c = \mu_o$, e $\epsilon_c = (7 - j0,85)\epsilon_o$), a uma frequência de 1GHz, estão ilustrados na *Figura 4.12*.

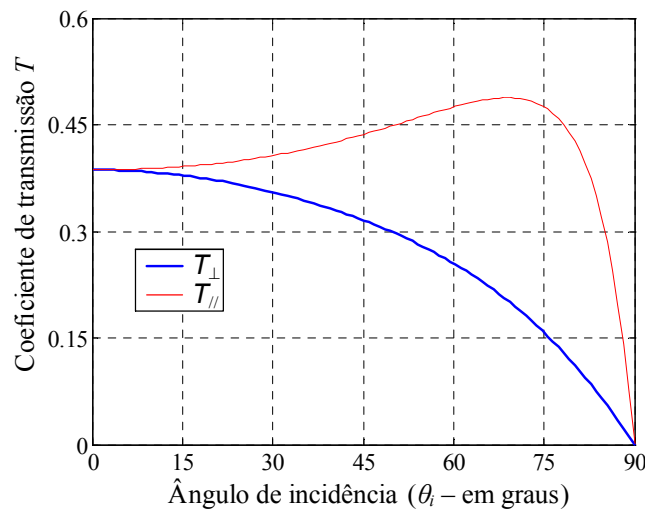


Figura 4.12 – Módulos dos Coeficientes de Transmissão em função do ângulo de incidência utilizando uma parede de concreto com ($d = 20\text{cm}$).

5 *Resultados Numéricos*

5.1 *Introdução*

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos nas simulações, utilizando o programa desenvolvido. Nesse programa, a Técnica de Traçado de Raios (descrita no **Capítulo 3**) foi implementada para determinar os percursos das ondas, sendo que os conceitos da GO e da UTD foram aplicados no algoritmo para a determinação dos campos (o *Anexo D* apresenta o fluxograma do algoritmo implementado).

Para a validação do modelo, além da reprodução de resultados obtidos em algumas referências, foram feitas comparações entre os valores simulados (utilizando o programa implementado) e valores obtidos por meio de simulações numéricas utilizando o método FDTD. Após a validação do modelo, serão apresentados os resultados obtidos em um ambiente prático *indoor*.

Nas análises da distribuição de campos dos cenários, utilizou-se o mapa de campos para visualizar a predição de forma qualitativa. Além disso, a representação gráfica da intensidade do campo ao longo de linhas foi usada para uma análise quantitativa da predição. Nestas análises, é possível determinar a atenuação da onda ao longo do percurso.

Por fim, alguns parâmetros de dispersão dos canais radiomóvel também foram estudados em cenários práticos, já que as componentes de multipercursos obtidas nas simulações permitem traçar o Perfil de Retardos (*Power Delay Profile*) do canal estudado.

5.2 *Validação do Modelo*

A validação do modelo implementado foi efetivada por meio de comparações com resultados obtidos com o método FDTD (utilizando um modelo já validado, desenvolvido no GRUCAD [40]), por meio de comparações com valores medidos [41], bem como através de comparações com resultados numéricos disponíveis em outros trabalhos [25, 37]. Primeiramente, para validar os campos devidos aos raios refletidos, simulou-se um cenário onde além dos raios diretos, os raios refletidos atingem os receptores. Para os raios difratados, simulou-se o comportamento dos campos recebidos na presença de uma aresta condutora, reproduzindo os resultados obtidos por [25] e [37].

A validação de maior importância foi feita por meio de comparações dos campos devidos aos raios transmitidos através de paredes, já que se trata da aplicação do procedimento proposto para a determinação do percurso (descrito na **Seção 3.6**).

5.2.1 Validação dos Raios Refletidos

O cenário simulado foi um ambiente envolvido por quatro paredes de três metros, representado em 2D conforme a *Figura 5.1*. A excitação utilizada foi uma onda cilíndrica com polarização paralela em 1GHz. Para representar a parede de concreto nesta frequência utilizou-se (de acordo com a referência [32]) um material homogêneo, não magnético ($\mu_r = 1$) com $\epsilon_r = 7$ e $\sigma = 4,73 \times 10^{-2} \text{S/m}$.

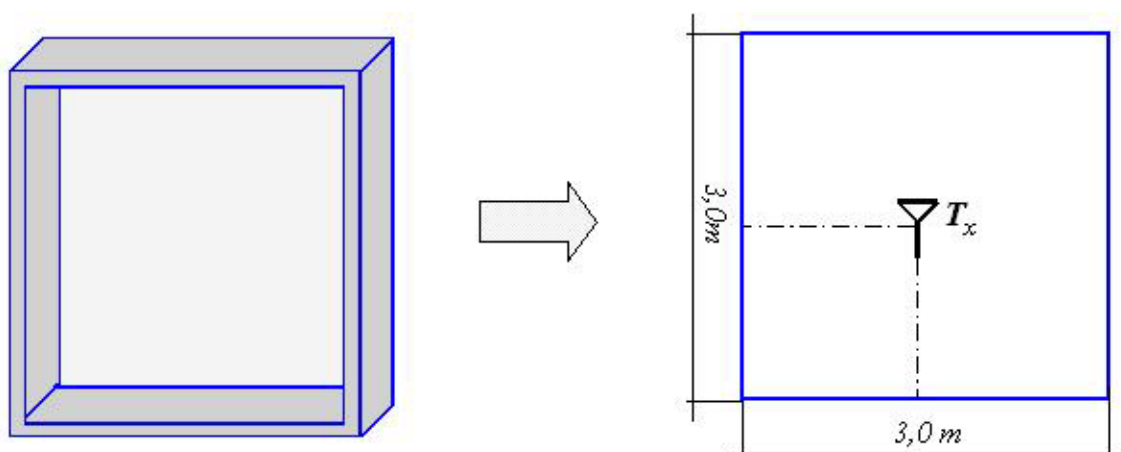
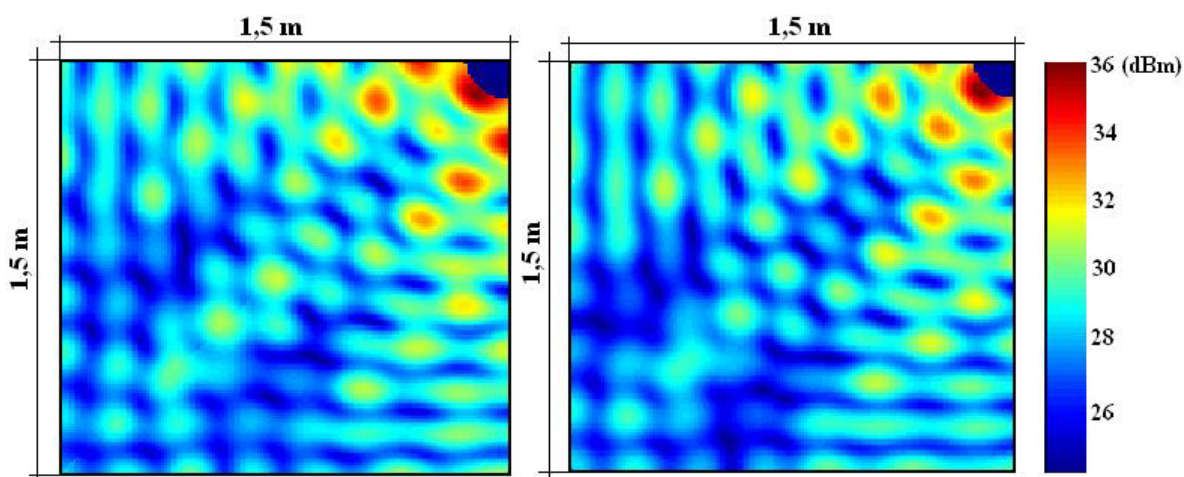


Figura 5.1 – Representação do cenário utilizado para validação dos raios direto e refletidos.

Como dados de entrada, além das características geométricas e elétricas dos obstáculos (paredes), considerou-se a antena transmissora T_x no centro do ambiente. A análise bidimensional é feita calculando-se os campos num plano (paralelo ao solo) na altura da antena transmissora. Portanto, os raios refletidos no teto e no solo não são considerados nessa análise. Além disso, pelo fato da utilização do FDTD 2D como método comparativo, a excitação cilíndrica foi utilizada. Para isso, o fator de espalhamento para onda cilíndrica (ver apêndice C) foi aplicado no cálculo do campo da GO (utilizando a Técnica de Traçado de Raios), sendo que, no método FDTD 2D, excitou-se uma célula no centro do ambiente para a geração da onda cilíndrica [3].

Para uma visualização adequada do mapa de campos, apresentado na *Figura 5.2*, os campos foram calculados a cada 1cm (no caso FDTD utilizaram-se células de 1cm X 1cm). Além disso, devido à simetria da estrutura, o mapa de cores apresentado refere-se apenas ao quadrante delimitado pela linha pontilhada da *Figura 5.1*. A *Figura 5.2 (a)* ilustra o cálculo dos campos utilizando a Técnica de Traçado de Raios (considerando até 4 reflexões) e a *Figura 5.1 (b)* apresenta a simulação feita utilizando o método FDTD 2D. Na simulação FDTD, a potência recebida (em dBm – em relação a 1mW) foi calculada considerando uma sonda isotrópica no receptor. Além disso, nessas figuras, assim como em todos as representações consideradas daqui para frente, os campos nas regiões próximas à antena transmissora não são calculados.



*Figura 5.2 – (a) Simulação utilizando a Técnica de Traçado de Raios com $NR = 4$;
(b) Simulação utilizando FDTD.*

Pelo mapeamento das potências recebidas pode-se observar, de forma qualitativa, que os campos calculados por meio da Técnica de Traçado de Raios estão de acordo com os valores obtidos com o método FDTD 2D.

Para uma análise mais precisa (quantitativa), a *Figura 5.3* e a *Figura 5.4* podem ser exploradas, já que ilustram, graficamente, o comportamento do campo com o distanciamento da antena transmissora. A *Figura 5.3 (b)* ilustra a intensidade do campo normalizado (em relação ao campo máximo) ao longo da linha tracejada, indicada na *Figura 5.3 (a)*. Os resultados da simulação em FDTD correspondem à linha vermelha, os do Traçado de Raios considerando até 2 reflexões estão em preto e os do Traçado de Raios considerando até 4 reflexões correspondem à linha azul.

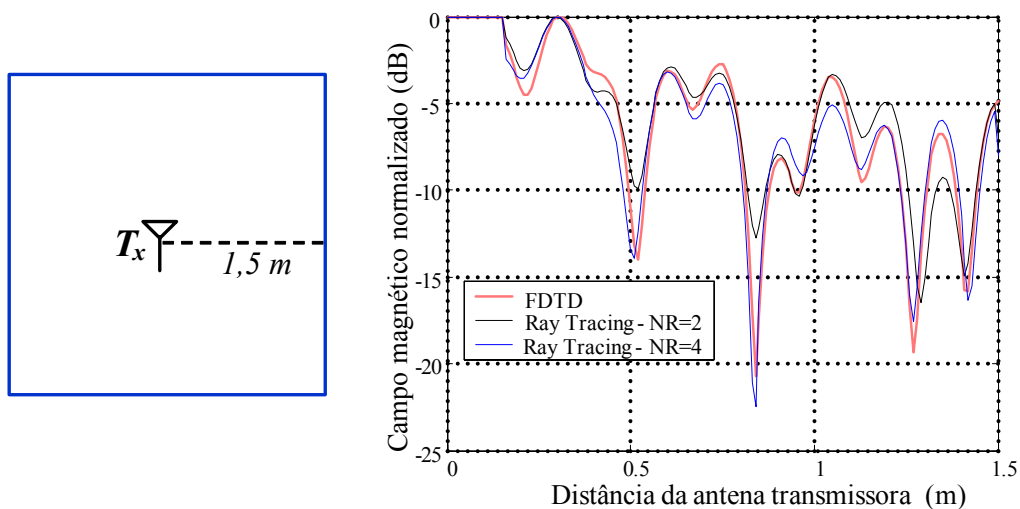


Figura 5.3 – (a) Percurso observado (linha normal); (b) Comparação dos campos normalizados ao longo do percurso observado.

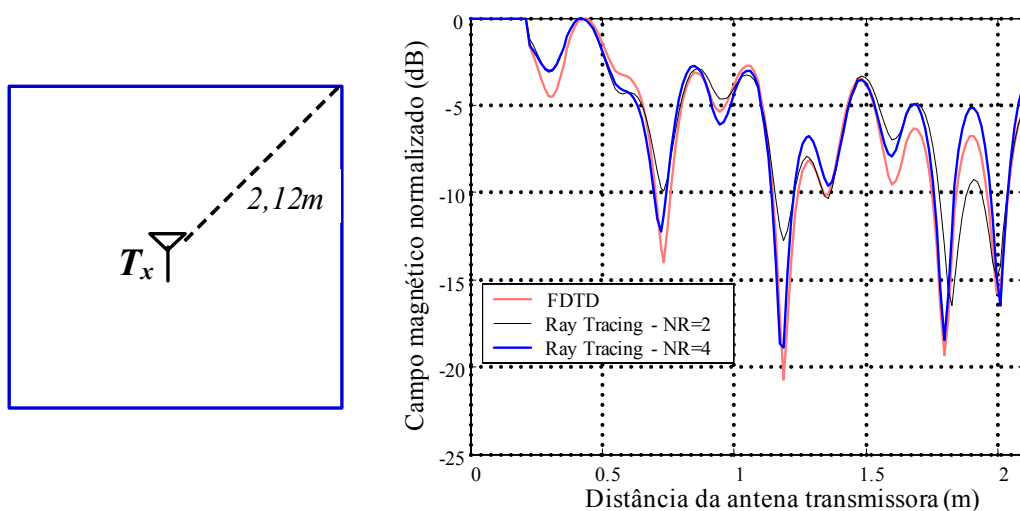


Figura 5.4 – (a) Percurso observado (linha diagonal); (b) Comparação dos campos normalizados ao longo do percurso observado.

Na Figura 5.4 (b) o campo normalizado é ilustrado em função do afastamento da antena transmissora ao longo da linha tracejada em diagonal (indicada na Figura 5.4 (a)). Como antes, têm-se os resultados da simulação em FDTD, do Traçado de Raios considerando até 2 reflexões ($NR = 2$) e do Traçado de Raios considerando até 4 reflexões ($NR = 4$).

Observa-se pelos gráficos que a simulação com o número máximo de reflexões $NR = 4$ atingiu resultados mais satisfatórios, ou seja, mais próximos da simulação FDTD, do que quando o número de reflexões máximas considerado foi $NR = 2$. Isto pode ser observado principalmente nas regiões onde há interferências destrutivas (mínimos da curva). A *Tabela 5.1* apresenta as discrepâncias (diferença entre os resultados da Técnica de Traçado de Raios e do Método FDTD), em dB, nos pontos de interferência destrutivas, para $NR = 2$ e para $NR = 4$, ao longo dos percursos da linha normal (*Figura 5.3 (a)*) e da linha diagonal (*Figura 5.4 (a)*). Observa-se claramente que, quanto maior o número de reflexões consideradas na Técnica de Traçado de Raios, mais exato é o resultado.

Tabela 5.1 – Discrepância dos campos, em dB, nos pontos de interferência destrutiva, em relação ao método FDTD.

Linha normal									
	1º pto	2º pto	3º pto	4º pto	5º pto	6º pto	7º pto	8º pto	Média
$NR = 2$	1,41	4,10	0,67	7,95	0,18	2,56	2,88	0,84	2,574
$NR = 4$	0,99	0,09	0,58	1,78	0,95	0,72	1,79	0,55	0,931
Linha diagonal									
	1º pto	2º pto	3º pto	4º pto	5º pto	6º pto	7º pto	8º pto	Média
$NR = 2$	1,27	4,10	0,73	7,95	0,19	2,56	2,88	0,84	2,245
$NR = 4$	1,42	1,73	0,73	1,78	0,53	1,60	0,89	0,66	1,168

Quanto aos tempos de processamento, para os mapeamentos feitos na *Figura 5.2* a simulação utilizando o método FDTD teve uma duração de 2784 segundos, sendo que na Técnica de Traçado de Raios considerando até 4 reflexões ($NR = 4$) a simulação levou 2563 segundos (obs.: em ambas as simulações utilizou-se um computador com processador de 1GHz e 256MB de memória RAM).

Os tempos de simulação na Técnica de Traçado de Raios, portanto, foram próximo aos tempos de processamento obtidos com o FDTD. Porém, a grande vantagem no caso da Técnica de Traçado de Raios é que, ao contrário do método FDTD, é possível determinar os campos em certa região sem a necessidade do cálculo dos campos no restante do ambiente em análise. Assim, o tempo de simulação para o cálculo do campo em apenas um ponto, por exemplo, seria N (número de células no ambiente) vezes menor que para o ambiente inteiro.

É importante frisar que, para ambientes com elevados números de superfícies refletoras e/ou considerando um elevado número de reflexões (NR) a Técnica de Traçado de Raios pode apresentar desvantagens.

5.2.2 Validação dos Raios Difractados

O comportamento dos campos na presença de uma aresta condutora foi a configuração escolhida para validar os campos devidos aos raios difratados utilizando o método implementado. Nestes cálculos, foram reproduzidos os resultados obtidos em [25] e [37], observando os campos totais e difratados ao longo da linha tracejada ilustrada na *Figura 5.5*. Assim, essa análise pode avaliar os campos nas três regiões (I, II, III conforme *Figura 4.8*), considerando não apenas os raios difratados, mas também os raios diretos e refletidos.

Considerou-se uma onda plana uniforme (OPU), com $f=3\text{GHz}$, polarização perpendicular ao plano de análise, incidindo no obstáculo com um ângulo $\phi' = 55^\circ$. O obstáculo é composto por um material condutor composto por duas faces, com um ângulo de $\alpha = 40^\circ$, formando uma aresta condutora.

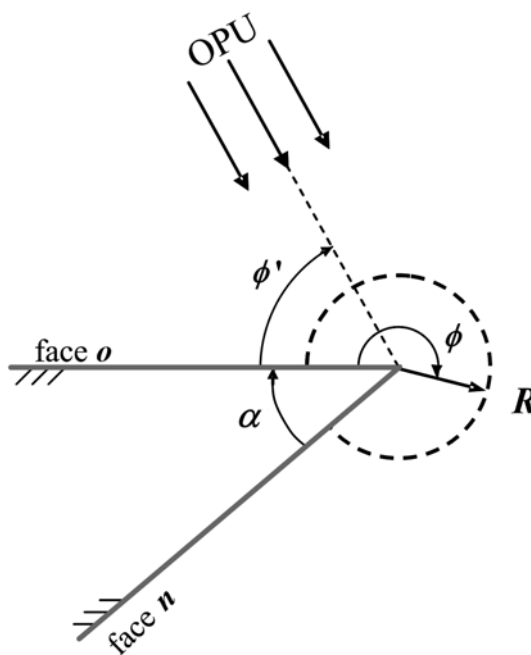


Figura 5.5 – Aresta perfeitamente condutora formada por duas faces planas com $\alpha = 40^\circ$.

Nos exemplos apresentados neste trabalho, apenas difrações simples (ou seja, $ND = 1$) foram consideradas, já que os efeitos de difrações com maiores ND (número máximo de difrações) não ocasionam grandes diferenças nos cenários analisados aqui (*indoor*). As referências [37] e [31] são trabalhos em que os efeitos da difração receberam um enfoque maior (incluindo casos com $ND > 1$), ou seja, trata-se, principalmente, de cenários exteriores onde arestas de edifícios exercem fortes influências no campo espalhado.

As Figuras 5.6 (a) e (b) mostram, respectivamente o campo elétrico (polarização vertical) e o campo magnético (polarização horizontal) totais (linha cheia) normalizados em relação ao campo devido ao raio direto, bem como apenas o campo difratado normalizado (linha pontilhada azul).

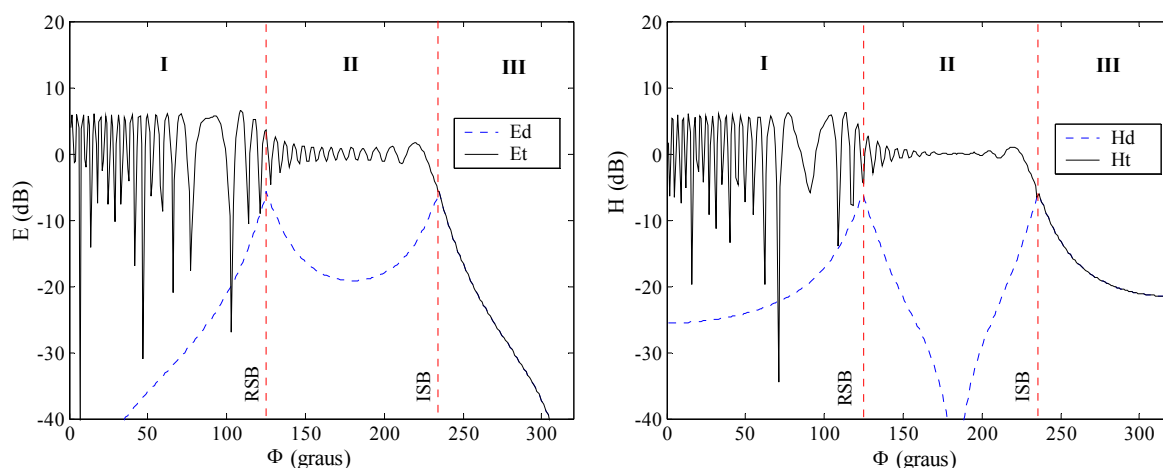


Figura 5.6 – (a) Polarização vertical – campo elétrico em torno da aresta condutora; (b) Polarização horizontal – campo magnético em torno da aresta condutora.

As regiões (I, II, e III) são separadas pelas fronteiras de sombra (RSB e ISB), que estão representadas pelas linhas pontilhadas verticais (vermelhas). Assim, pode-se observar o comportamento distinto do campo nas diversas regiões. Na região I, o campo difratado não influencia tanto no campo total, já que também existe a presença tanto do raio direto como do raio refletido. Na região II, a presença do raio refletido não é mais observada, restando apenas o raio direto e o raio difratado, que ocasiona as oscilações observadas, devidas à variação na fase (em função do ângulo) do coeficiente de difração. No caso da região III (região de sombra), apenas os campos difratados estão presentes.

É importante observar que a função de transição de Fresnel, equação (4.23), foi aqui aproximada por diferentes funções (conforme descrito em [25]), aplicadas de acordo com o argumento x , dispensando a resolução numérica da integral e diminuindo consideravelmente o tempo computacional quando cenários mais complexos (com maior número de pontos de difração) são analisados. Apesar dessas aproximações da função de transição de Fresnel, foi observada uma fiel reprodução dos resultados obtidos em [25].

5.2.3 Validação dos Raios Transmitidos Através de Paredes

Nesta avaliação foram feitas, primeiramente, comparações com o método FDTD, analisando o cenário especificado na *Figura 5.7*. Trata-se de uma parede de concreto (representada pelo mesmo material homogêneo especificado na **Seção 5.2.1**), com 20cm de espessura. Do lado esquerdo da parede, tem-se um transmissor que gera uma onda cilíndrica com polarização paralela ao plano em análise (polarização horizontal), com frequência de 1GHz. A observação do campo magnético é feita ao longo das linhas tracejadas normal e oblíqua, não sendo de interesse prático o comportamento do campo no interior da parede. Assim, os campos totais do lado esquerdo da parede são compostos pelos raios diretos e refletidos, sendo que os campos do lado direito da parede são compostos apenas pelos raios transmitidos.

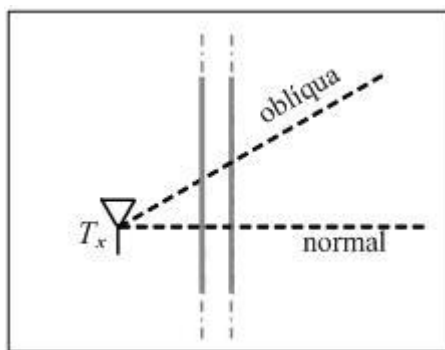


Figura 5.7 – Parede de concreto e linhas de observação do campo (normal e oblíqua).

A comparação com a simulação FDTD (vermelho) é feita calculando-se os campos ao longo das duas linhas: normal (*Figura 5.8 (a)*) e oblíqua (*Figura 5.8 (b)*), permitindo uma avaliação dos campos transmitidos. Os campos são dados em dB tendo como referência (0dB) o valor máximo de campo.

Assim, pode-se observar na *Figura 5.8*, que o comportamento do campo é corretamente descrito tanto quando a incidência da onda é normal à parede como em incidência oblíqua. Desta forma, a eficiência do procedimento de determinação dos percursos proposto na **Seção 3.6** pôde ser confirmada, já que os campos apresentam-se em concordância quando comparados com o consagrado método FDTD.

É importante frisar que a consideração do desvio do raio transmitido é notória não apenas nas amplitudes dos campos transmitidos mas, principalmente, nas suas fases.

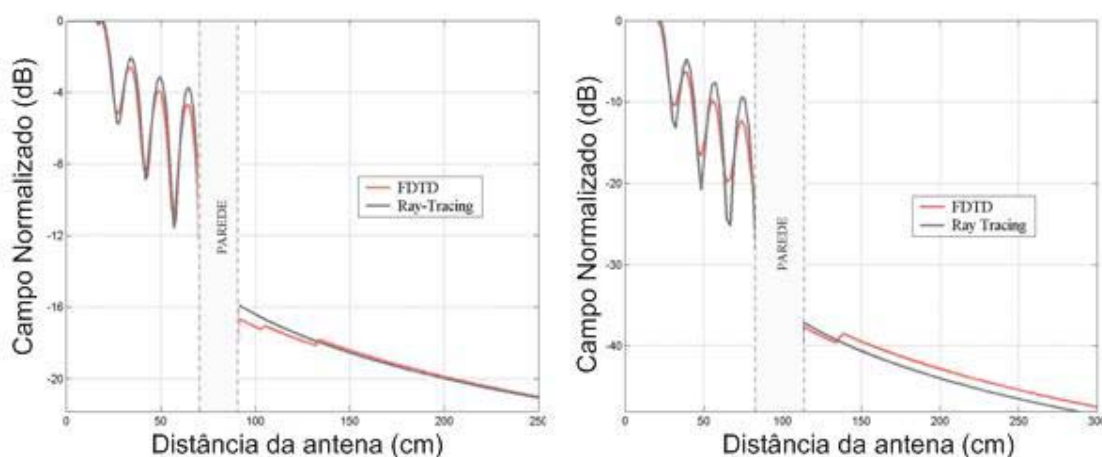


Figura 5.8 – (a) comparação dos campos observados ao longo da linha normal; (b) comparação dos campos observados ao longo da linha oblíqua ($\theta_i = 30^\circ$).

Em uma segunda análise, fez-se a simulação do cenário descrito na *Figura 5.9*, sendo observada a potência recebida ao longo da linha indicada (rota de “medição”). Esta análise foi escolhida visto que em [41] foram apresentados valores medidos, bem como valores de simulação utilizando um modelo de Traçado de Raios SBR 2D. Assim, pode-se comparar (*Figura 5.10*) os valores apresentados em [41] (Traçado de Raios SBR e valores medidos) com os valores simulados no presente trabalho (Traçado de Raios IT). Nota-se, pela *Figura 5.9*, que na maior parte do percurso, há a obstrução do raio direto, destacando-se a relevância da consideração dos raios transmitidos. Desta forma, o modelo implementado mostrou-se válido em cenários contendo paredes, já que os campos não apresentaram diferenças (em relação aos valores medidos) superiores a 3dB.

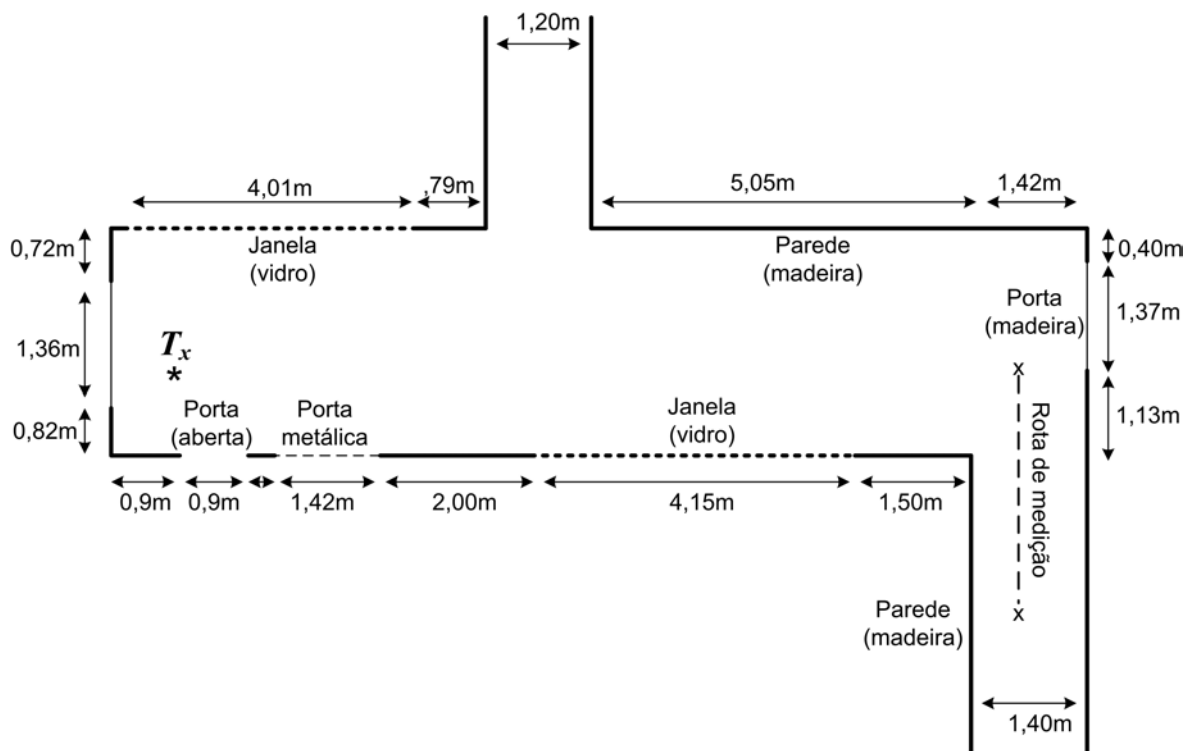


Figura 5.9 – Cenário utilizado para a comparação de resultados [41].

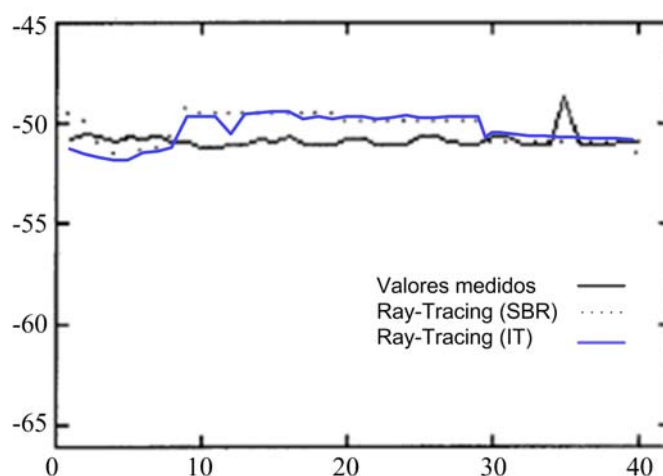


Figura 5.10 – Comparação dos resultados obtidos pelo modelo implementado e os valores medidos e simulados obtidos em [41].

5.3 Resultados em Ambientes Interiores Práticos

A principal diferença nas simulações dos ambientes interiores (*indoor*) em relação aos exteriores (*outdoor*) é a inclusão dos raios transmitidos através de paredes, cujos percursos foram determinados através do procedimento apresentado na **Seção 3.5**. Além

disso, os ambientes *indoor* analisados neste trabalho não apresentam efeitos de difração significativos (poucas ou nenhuma aresta existente no ambiente), permitindo, nessas condições, um cálculo rápido e eficiente dos campos. Em análises de ambientes *indoor* contendo mobílias condutoras, por exemplo, a inclusão de efeitos de difração de maior ordem bem como um cálculo tridimensional seriam recomendados.

Assim como nos ambientes exteriores, o mapeamento dos campos é uma das principais formas de avaliação de canais *indoor*. Além disso, por se tratar de um ambiente composto por diversos obstáculos, as análises dos multipercursos por meio da avaliação do perfil de retardos são de suma importância para a determinação dos parâmetros do canal de rádio. Portanto, a Técnica de Traçado de Raios será aqui explorada também para traçar o Perfil de Retardo do canal sob análise.

O cenário em análise está ilustrado na *Figura 5.11* e representa uma sala com seis compartimentos e dois corredores conjugados. As divisórias bem com a parede externa são de concreto e possuem 20cm de espessura. Nos levantamentos de campo, considerou-se a radiação das antenas como sendo harmônica, ou seja, radiando uma onda senoidal com frequência fixa de 1GHz. Foi utilizado um monopolo de quarto de onda ($\lambda/4$) como antena transmissora com polarização vertical, ou seja, com uma radiação (de onda esférica) omnidirecional no plano de análise. Assim, por se tratar de uma análise bidimensional, consideraram-se os pontos de recepção na mesma altura das antenas transmissoras.

Tabela 5.2 – Parâmetros para a Simulação

Número máximo de reflexões (NR)	3			
Frequência (GHz)	1,0			
Permissividade relativa ϵ_r	7			
Condutividade elétrica σ (mS/m)	47,3			
	<i>CASO 1</i>	<i>CASO 2</i>	<i>CASO 3</i>	<i>CASO 4</i>
Posição (x, y) da primeira antena T_x (m)	(17,6; 12,1)	(37,8; 26,8)	(1,2; 26,8)	(-50;100)
Posição (x, y) da segunda antena T_x (m)	-	-	(37,8; 1,2)	-
EIRP da primeira antena T_x (dBm)	30	40	27	57
EIRP da segunda antena T_x (dBm)	-	-	27	-

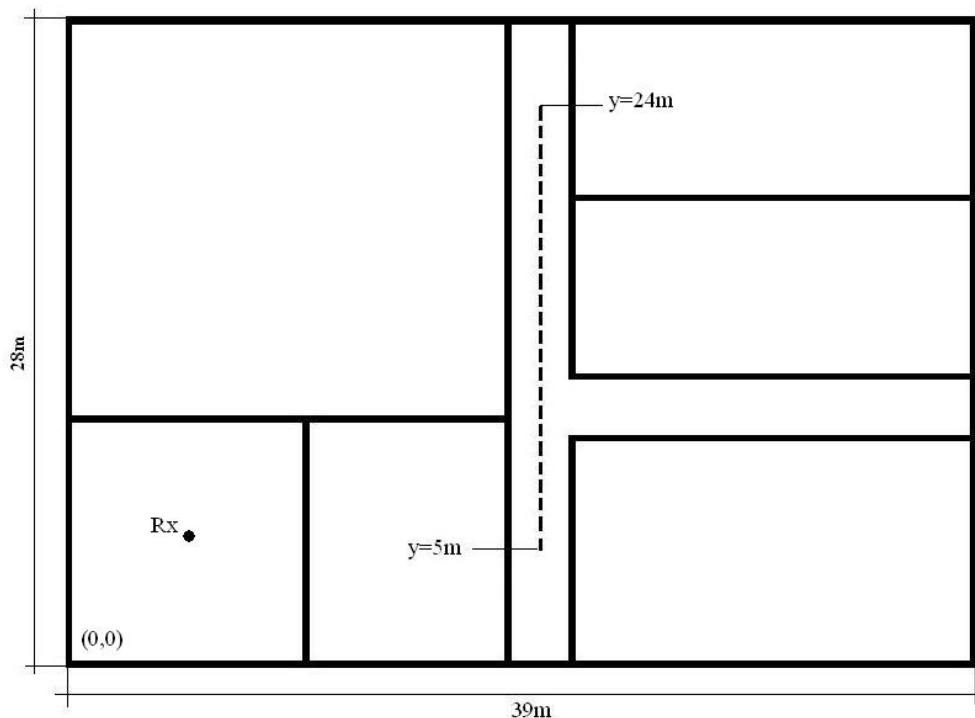


Figura 5.11 – Ilustração do cenário analisado.

A seguir serão apresentados os resultados das análises no cenário da *Figura 5.11*, para os quatro casos apresentados na *Tabela 5.2*. Primeiramente, são apresentadas na Seção 5.3.1 as distribuições (mapeamento) de potência em dBm considerando sondas isotrópicas na recepção, bem como a variação da potência recebida (por cada sonda isotrópica) ao longo da rota representada pela linha pontilhada de $y = 5$ a $y = 24$ (ver *Figura 5.11*). Em seguida, na Seção 5.3.2, serão apresentadas as avaliações dos parâmetros de distribuição temporal, considerando, para os quatro casos em análise, os Perfis de Retardos obtidos no ponto R_x (ver *Figura 5.11*).

5.3.1 Avaliação da Distribuição de Potência dos Canais

Nesta Seção, alguns estudos serão apresentados, sendo os primeiros com a(s) antena(s) transmissora(s) posicionada(s) dentro do cenário sob análise e o último considerando a antena posicionada fora do ambiente.

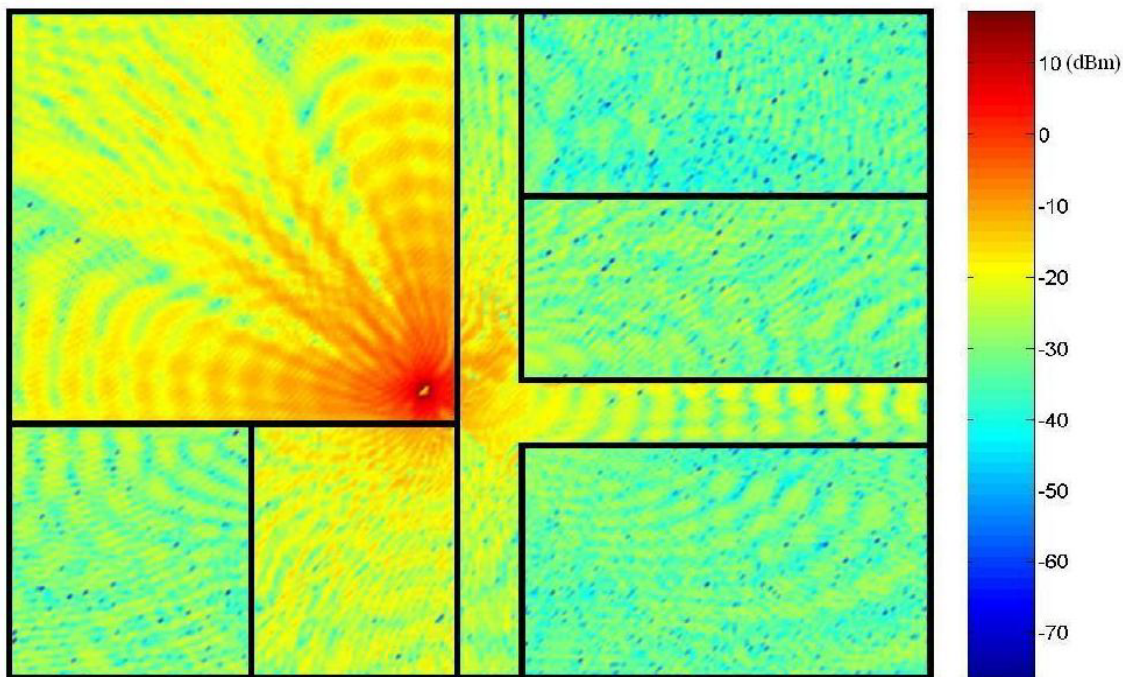


Figura 5.12 – Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x = 17,6m; y = 12,1m)$, radiando $EIRP = 30dBm$.

Primeiramente, posicionou-se a antena transmissora na região central do ambiente ($x = 17.6m$, $y = 12.1m$), radiando uma potência $EIRP = 30dBm$ (ou seja, $1W$). Pela *Figura 5.12*, observa-se uma distribuição relativamente uniforme das potências recebidas. As potências recebidas ao longo da rota (no corredor) mantiveram-se acima de $-40dBm$ mesmo nos pontos de interferências destrutivas, conforme ilustrado na *Figura 5.13*. Nota-se, entretanto, a grande variação de potência ocorridas em pequenos deslocamentos, devida aos efeitos de multipercurso, retratando a característica típica de um canal *indoor*.

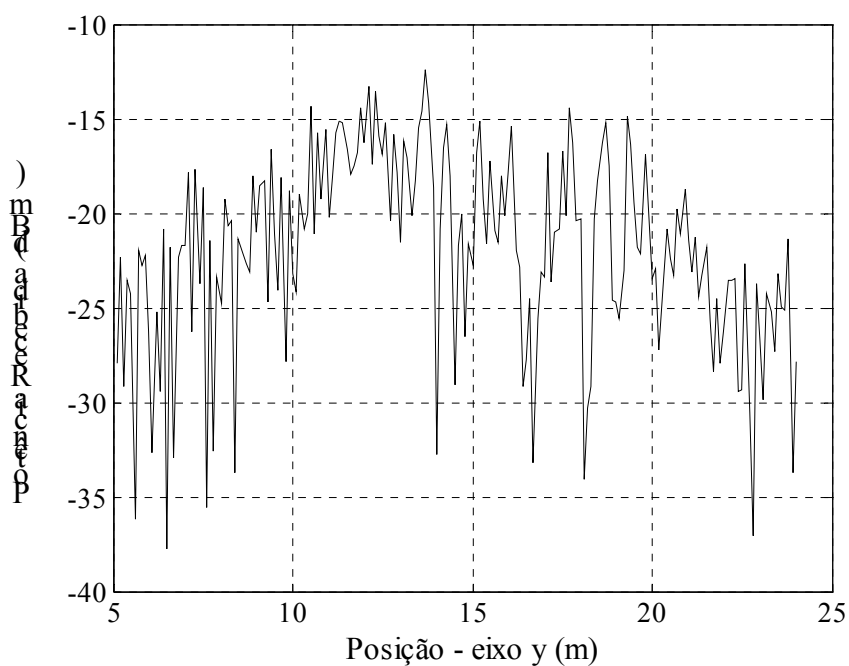


Figura 5.13 – Potência recebida ao longo da rota com uma antena transmissora posicionada em ($x = 17,6m$; $y = 12,1m$), radiando $EIRP = 30dBm$.

Na análise seguinte, posicionou-se a antena propositalmente no canto do cenário para mostrar a importância de um bom posicionamento da antena. A *Figura 5.14* mostra a distribuição de potência com a antena transmissora posicionada em ($x = 37,8m$; $y = 26,8m$), radiando $EIRP = 40dBm$. Neste caso, a distribuição da potência é bem menos uniforme do que no caso precedente.

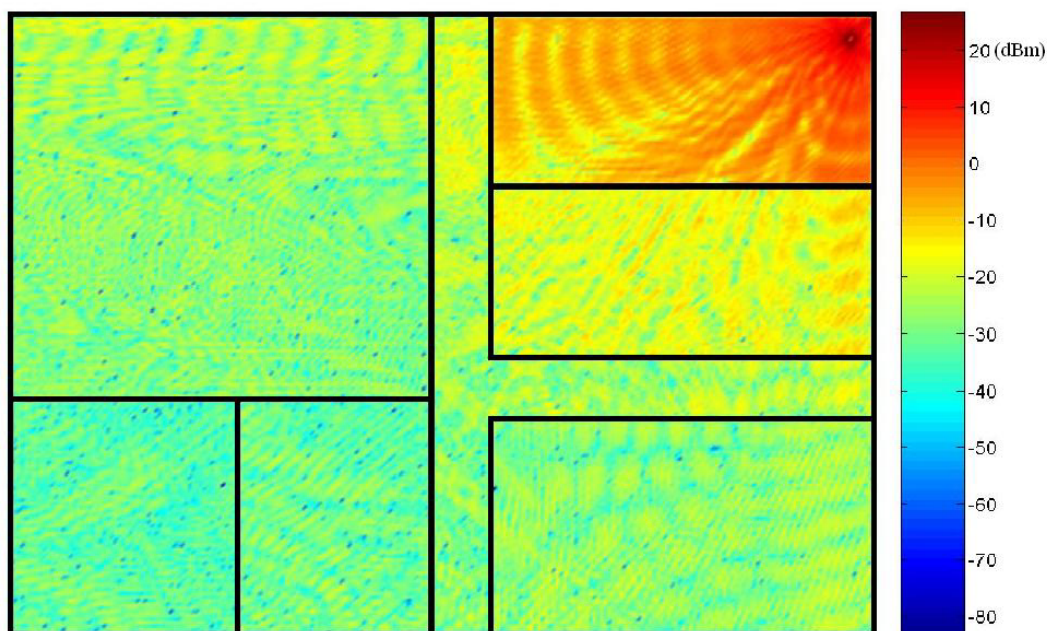


Figura 5.14 – Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x = 37,8m; y = 26,8m)$, radiando $EIRP = 40dBm$.

A Figura 5.15 mostra os campos ao longo da rota no corredor. Em alguns pontos têm-se potências recebidas abaixo de $-50dBm$, mesmo com a antena transmissora radiando uma potência dez vezes maior que no exemplo anterior. Isto mostra que o mau posicionamento da antena transmissora pode levar a níveis de recepção insatisfatórios.

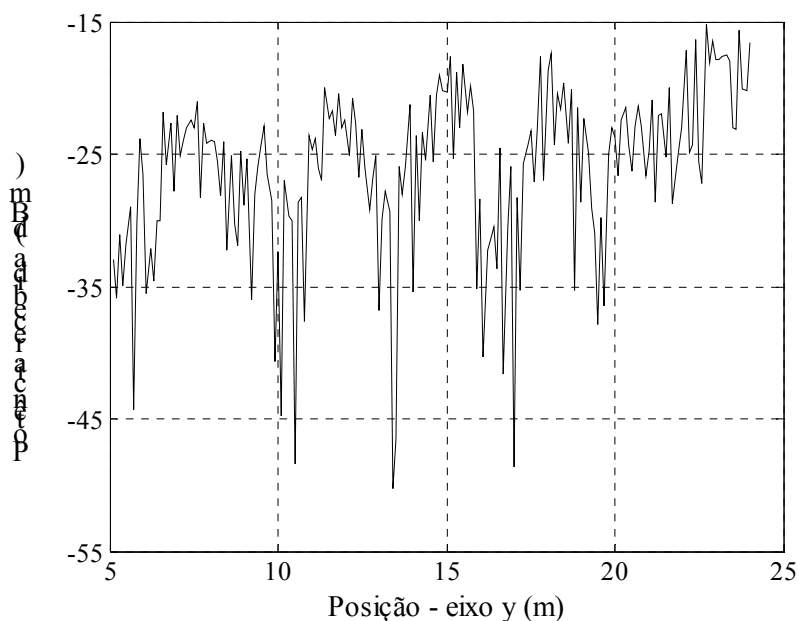


Figura 5.15 – Potência recebida ao longo da rota com uma antena transmissora posicionada em $(x = 37,8m; y = 26,8m)$, radiando $EIRP = 40dBm$.

A análise ilustrada a seguir apresenta duas antenas transmissoras posicionada de forma a possibilitar uma distribuição de potência uniforme e diminuir a intensidade de campos nas regiões próximas às antenas, já que a potência radiada em cada antena é de $EIRP = 27\text{dBm}$. A *Figura 5.16* mostra que a distribuição das potências torna-se ainda mais uniforme quando mais antenas são utilizadas na cobertura do ambiente. Além de possibilitar uma maior uniformidade da potência recebida, o fato de mais pontos de transmissão com menores potências serem adotados diminui a interferência nas células co-canaís (células que utilizam canais na mesma faixa de frequência) [26].

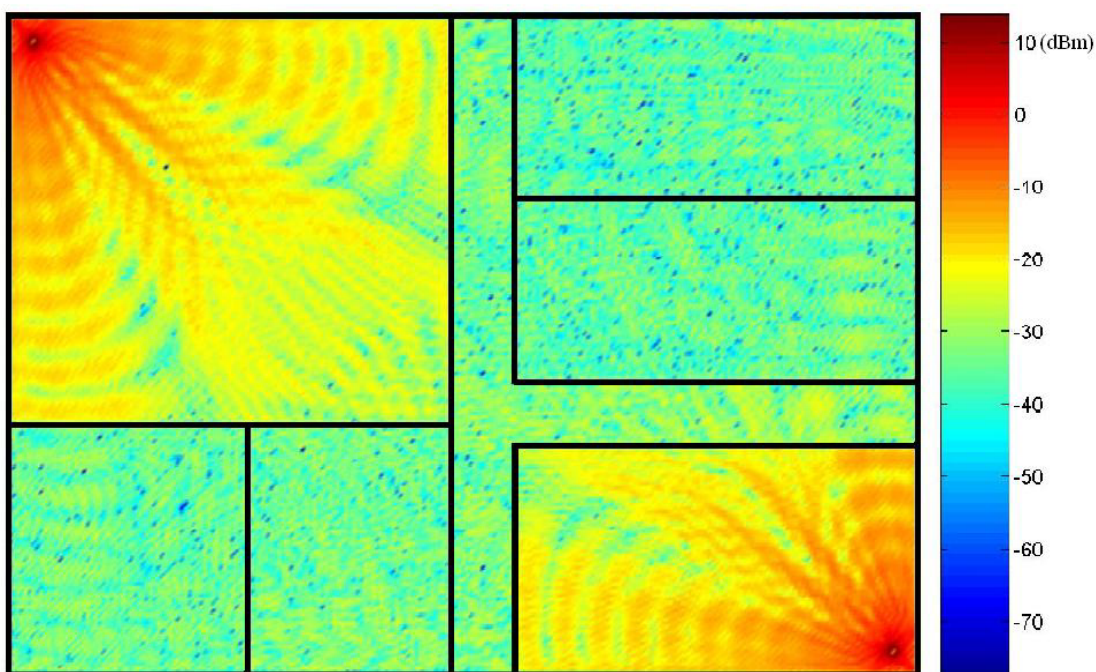


Figura 5.16 – Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x_1 = 1,18\text{m}; y_1 = 26,8\text{m})$ e outra em $(x_2 = 37,8\text{m}; y_2 = 1,8\text{m})$, cada uma radiando $EIRP = 27\text{dBm}$.

Para o caso de duas antenas transmissoras, os campos ao longo da rota no corredor são ilustrados na *Figura 5.17*. Esta figura mostra que mesmo com duas antenas transmissoras pode haver pontos de profunda atenuação do campo (p.ex., em $y = 6\text{m}$; a potência recebida cai para -60dBm) já que não houve uma preocupação na otimização do posicionamento dos transmissores.

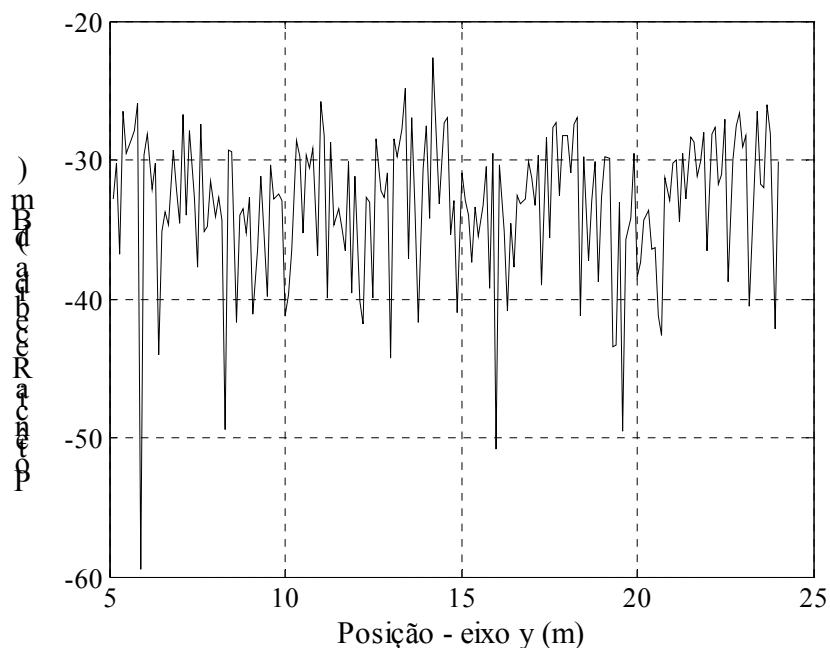


Figura 5.17 – Potência recebida ao longo da rota com as antenas transmissoras posicionadas em $(x_1 = 1,18m; y_1 = 26,8m)$ e outra em $(x_2 = 37,8m; y_2 = 1,8m)$, cada uma radiando $EIRP = 27dBm$.

Por último, posicionou-se uma única antena transmissora fora do ambiente sob análise ($x = -50m, y = 100m$), radiando uma potência $EIRP = 57dBm$.

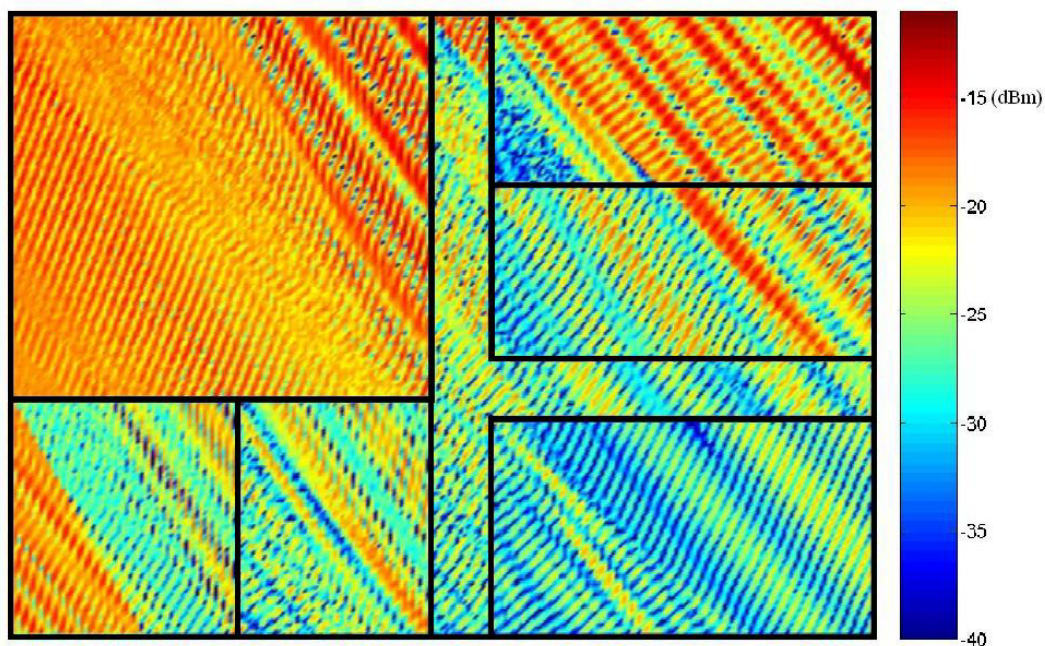


Figura 5.18 – Mapeamento das potências recebidas com uma antena transmissora posicionada em $(x = -50m; y = 100m)$, radiando $EIRP = 57dBm$.

Nesta análise, avaliou-se a distribuição de potência para uma situação comum em sistemas celulares, em que o posicionamento da antena encontra-se fora do ambiente e com uma potência alta comparando-se com antenas *indoor*. A *Figura 5.18* mostra a distribuição de potência recebida no ambiente analisado. As potências recebidas ao longo da rota posicionada no corredor são ilustradas na *Figura 5.19*.

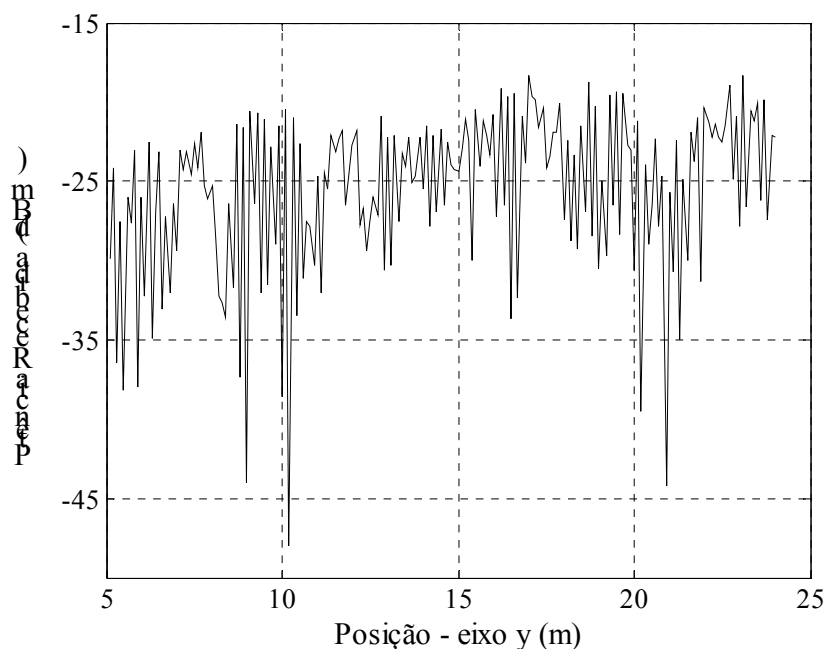


Figura 5.19 – Potência recebida ao longo da rota com a antena transmissora posicionada em $(x = -50m; y = 100m)$, radiando $EIRP = 57dBm$.

5.3.2 Avaliação dos Parâmetros de Distribuição Temporal dos Canais

Nesta seção serão avaliados os parâmetros de dispersão temporal dos canais para os quatro casos de posicionamento de antenas. O ponto de recepção analisado será o ponto R_x , ilustrado na *Figura 5.11*, sendo levantado o Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*). Com isso, a avaliação de alguns parâmetros temporais dos canais pode ser obtida, como o espalhamento temporal RMS (*rms delay spread*) pela equação (2.18), além da estimativa da banda de coerência (*coherence bandwidth*) por meio da equação (2.21).

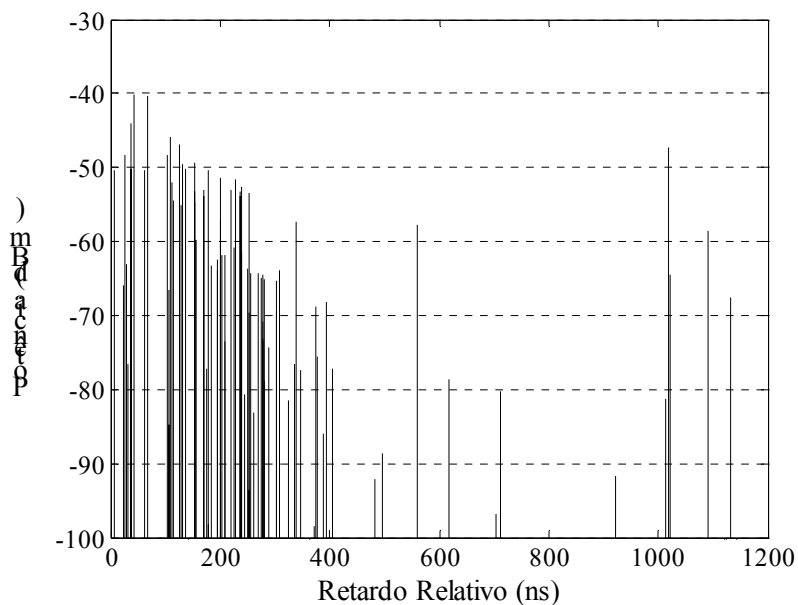


Figura 5.20 – Perfil de retardos no ponto de recepção R_x , com a antena transmissora posicionada em $(x = 17,6m; y = 12,1m)$, radiando $EIRP = 3dBm$.

O perfil de retardos para o primeiro caso está ilustrado na *Figura 5.20*, obtendo-se os seguintes parâmetros:

- Potência total recebida: $P_R = -24,95dBm$;
- Espalhamento temporal rms: $\sigma_\tau = 264,09ns$;
- Banda de coerência: $B_c = 757,3kHz$;

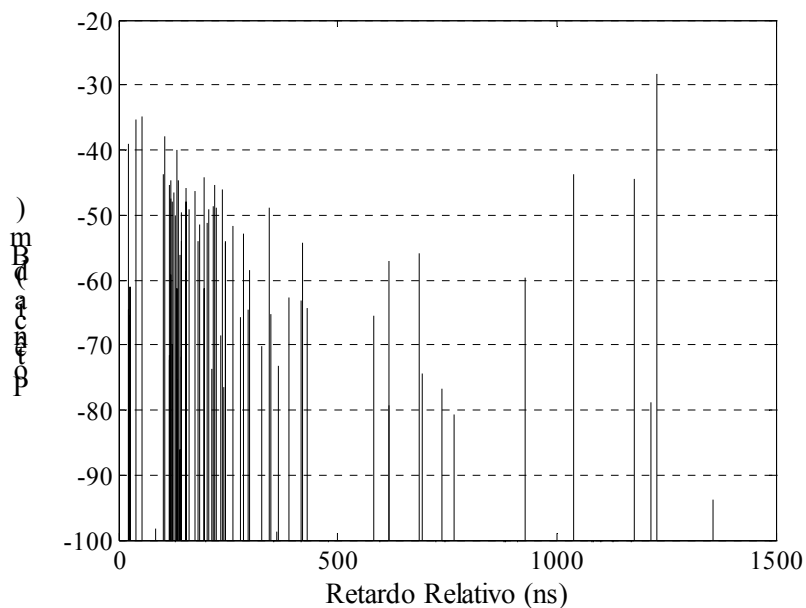


Figura 5.21 – Perfil de retardos no ponto de recepção R_x , com a antena transmissora posicionada em $(x = 37,8m; y = 26,8m)$, radiando $EIRP = 40dBm$.

No segundo caso, o perfil de retardos é apresentado na *Figura 5.21*, sendo obtidos os seguintes parâmetros:

- Potência total recebida: $P_R = -23,00\text{dBm}$;
- Espalhamento temporal rms: $\sigma_\tau = 655,52\text{ns}$;
- Banda de coerência: $B_c = 305,10\text{kHz}$;

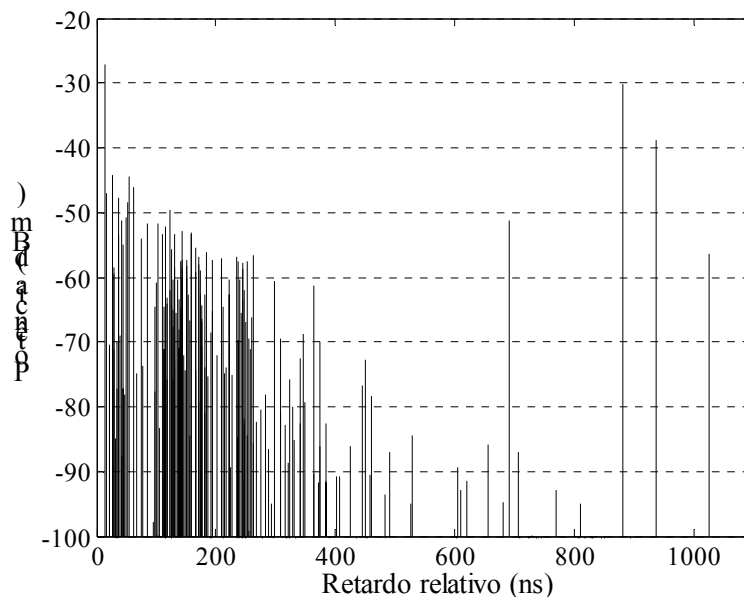


Figura 5.22 – Perfil de retardos no ponto de recepção R_x , com as antenas transmissoras posicionadas em $(x_1 = 1,18\text{m}; y_1 = 26,8\text{m})$ e outra em $(x_2 = 37,8\text{m}; y_2 = 1,8\text{m})$, radiando cada uma $EIRP = 27\text{dBm}$.

No caso 3, o perfil de retardos é ilustrado na *Figura 5.22* e obtiveram-se os seguintes parâmetros:

- Potência total recebida: $P_R = -23,83\text{dBm}$;
- Espalhamento temporal rms: $\sigma_\tau = 479,76\text{ns}$;
- Banda de coerência: $B_c = 416,88\text{kHz}$;

Por último, foram obtidos os seguintes parâmetros de dispersão temporal do canal para o caso 4, de acordo o Perfil de retardos da *Figura 5.23*:

- Potência total recebida: $P_R = -21,07\text{dBm}$;
- Espalhamento temporal rms: $\sigma_\tau = 157,04\text{ns}$;
- Banda de coerência: $B_c = 1,2735\text{MHz}$;

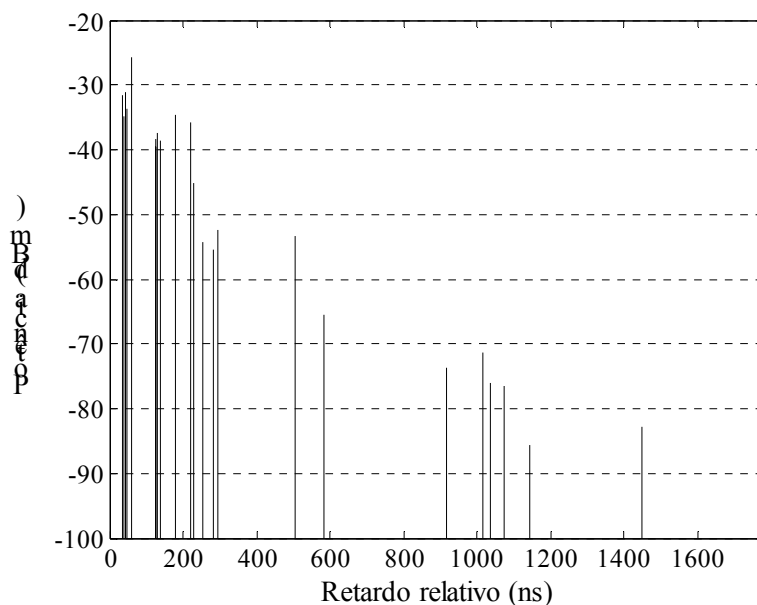


Figura 5.23 – Perfil de retardos no ponto de recepção R_x , com a antena transmissora posicionada em $(x = -50m; y = 100m)$, radiando $EIRP = 57dBm$.

Por meio da análise do perfil de retardos constatou-se que os canais analisados, em geral, apresentaram características pouco dispersivas quando operando em canais com faixa inferior às bandas de coerência obtidas (p. ex., TDMA = 30kHz, GSM = 200kHz, etc). No entanto, em sistemas com banda superior a 305,3kHz (pior banda de coerência constatada), os sinais passam a ser afetados pela seletividade do canal, sendo aconselhada a adoção de algumas técnicas, como o uso de equalizadores para amenizar os efeitos da seletividade do canal.

6 Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

Neste trabalho foi desenvolvido um modelo teórico (determinístico) para a predição de campos eletromagnéticos em ambientes de comunicação sem fio *indoor*. Este modelo utiliza a GO e a UTD para o cálculo dos campos, sendo aplicada a Técnica de Traçado de Raios (com a abordagem da Teoria das Imagens) para a determinação dos percursos percorridos pelas ondas.

Fez-se um amplo estudo sobre os diversos assuntos relevantes para a elaboração deste trabalho, resultando nos seis capítulos desta dissertação. Após a introdução (Capítulo 1), um apanhado de conceitos sobre radiopropagação em sistemas de comunicação sem fio foi apresentado no Capítulo 2.

No Capítulo 3 foram descritos os conceitos sobre a Técnica de Traçado de Raios, detalhando a Teoria das Imagens para a determinação dos percursos refletidos, bem como difratados. Um novo procedimento para a determinação dos raios transmitidos através de obstáculos, compatível com a Teoria das Imagens, foi proposto e detalhado nesse capítulo.

O Capítulo 4 apresentou a GO e a UTD, utilizadas no modelo implementado para o cálculo dos campos devido aos diversos percursos. Foi mostrado como os campos são calculados após a determinação dos percursos, incluindo o cálculo através de obstáculos.

No Capítulo 5 pôde-se avaliar o modelo implementado, validando-o por meio de comparações com o método FDTD e pela reprodução de resultados obtidos na literatura. A importância dessa validação foi dada principalmente nos cálculos de campos devidos aos raios transmitidos através de paredes, constatando-se que o novo procedimento, proposto neste trabalho, mostrou-se válido, permitindo obter resultados em bom acordo com os calculados com o método FDTD.

Avaliando-se os tempos de processamento, a Técnica de Traçado de Raios destaca-se pelo fato de se poder calcular o campo em apenas um ponto, por exemplo, sem a necessidade do conhecimento dos campos no restante do ambiente. Além disso, não há a necessidade da utilização de condições de contorno absorventes, resultando em tempos de processamento apreciáveis.

Um cenário *indoor* prático foi analisado no Capítulo 5, sendo simulado quatro casos diferentes de posicionamentos e potências das antenas transmissoras. O mapeamento dos campos foi ilustrado por meio de um mapa de cores sendo calculadas as potências

recebidas em uma malha de pontos de recepção. Outra análise (mais quantitativa) foi feita calculando-se os campos ao longo de uma linha (rota de observação), sendo apresentadas as potências recebidas ao longo desta linha.

Finalmente, foram avaliados alguns parâmetros de dispersão temporal do canal, para os quatro casos, por meio da análise do Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*). Assim, para um dado ponto de recepção, foram obtidos o perfil de retardos rms (*rms delay profile*) e a banda de coerência, sendo importantes parâmetros para a avaliação de desempenho de sistemas *wireless*.

Os modelos bidimensionais muitas vezes apresentam limitações na predição de ambientes, especialmente quando os raios refletidos no solo e/ou no teto contribuem significativamente para o campo total. Apesar disto, o objetivo deste trabalho foi alcançado, uma vez que, para o desenvolvimento de uma ferramenta tridimensional, é necessária uma familiarização com os conceitos aqui abordados. Assim, este trabalho possibilitará a continuidade dos estudos nesta linha de pesquisa.

De maneira a dar continuidade aos trabalhos realizados, tanto no que tange aos conceitos de radiopropagação em sistemas de comunicação sem fio como aos aspectos computacionais do trabalho, são listadas as seguintes sugestões:

- a) Utilização do modelo em problemas reais, avaliando seu desempenho por meio de comparações com medições;
- b) Implementação do algoritmo considerando difrações duplas no cálculo dos campos espalhados;
- c) Estudo e implementação de técnicas de aceleração (para a diminuição do número de imagens) [16];
- d) Estudo e implementação de um algoritmo de Traçado de Raios tridimensional, que inclua o procedimento proposto neste trabalho para a determinação dos percursos dos raios transmitidos através de obstáculos;
- e) Utilização do algoritmo implementado, em conjunto com Algoritmos Genéticos, para a otimização do posicionamento das antenas transmissoras, dando novas aplicações e continuidade aos trabalhos já realizados pelo GRUCAD [42, 43].

- f) Avaliação e utilização de paralelização computacional nos programas implementados, dando novas aplicações aos recursos (*clusters* de computadores) e aos trabalhos realizados pelo GRUCAD [44].

Anexo A – Cálculo de Intersecção

Neste anexo, será detalhado o procedimento para verificar a intersecção entre um raio e um obstáculo. A aplicação desses cálculos é utilizada tanto para verificar possíveis obstruções existentes no percurso de um raio (teste de obstrução), como também para determinar os pontos exatos de reflexão e transmissão na Técnica de Traçado de Raios.

Aplicação como teste de obstruções

Em análises *outdoor*, ou seja, quando não são considerados os raios transmitidos através dos obstáculos, para um determinado percurso entre uma fonte e um observador é verificada a existência de possíveis obstruções nesse percurso por meio do teste de intersecção entre o raio e cada uma das superfícies existentes no ambiente. Caso haja alguma intersecção, o percurso é descartado. Em ambientes *indoor* é feito o mesmo teste, sendo que quando uma obstrução (parede) é encontrada no percurso, o procedimento de determinação do percurso transmitido é acionado, em vez do descarte do raio.

Considerando-se a *Figura A.1* [25], que ilustra a obstrução de um raio por um obstáculo, o segmento \bar{S} representa a face do obstáculo e é determinado por seus pontos extremos S_1 e S_2 , com o segmento P_1P_2 representando a trajetória definida pelos pontos P_1 e P_2 . O ponto de intersecção corresponde ao ponto Q .

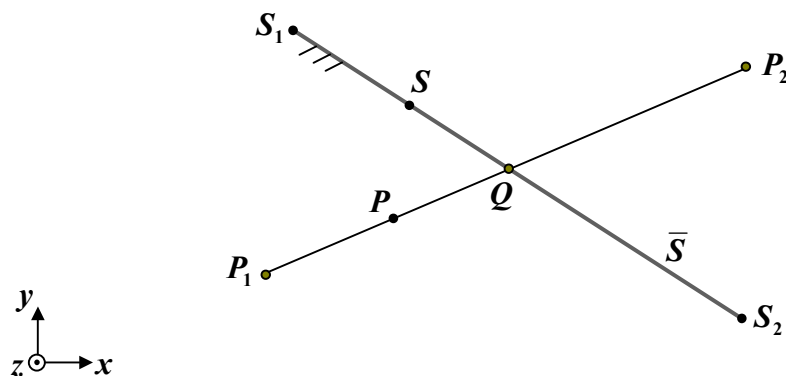


Figura A.1 – Intersecção entre um raio e um obstáculo.

Seja o ponto P com coordenadas x_p e y_p , utilizando o sistema de coordenadas especificado na *Figura A.1*. A forma paramétrica [45] para equacionar o ponto P no segmento de reta P_1P_2 é dada por:

$$x_p = \frac{1}{2}[(x_{P_1} + x_{P_2}) + \beta(x_{P_2} - x_{P_1})],$$

$$y_p = \frac{1}{2}[(y_{P_1} + y_{P_2}) + \beta(y_{P_2} - y_{P_1})],$$

com $P = P_1$ quando $\beta = -1$ e $P = P_2$ quando $\beta = 1$. Assim, para que haja intersecção, $|\beta| \leq 1$. Da mesma forma, seja o ponto S sobre o segmento \bar{S} , parametrizado da seguinte forma:

$$x_s = \frac{1}{2}[(x_{S_1} + x_{S_2}) + \alpha(x_{S_2} - x_{S_1})]$$

$$y_s = \frac{1}{2}[(y_{S_1} + y_{S_2}) + \alpha(y_{S_2} - y_{S_1})],$$

com α parametrizando S da mesma forma que β parametriza P , havendo intersecção somente se $|\alpha| \leq 1$. Deve-se, assim, determinar os parâmetros β e α , dados por:

$$\beta = \frac{-\kappa(x_{P_1} + x_{P_2}) + (y_{P_1} + y_{P_2}) - 2[y_{S_1} - (\kappa x_{S_1})]}{\kappa(x_{P_2} - x_{P_1}) - (y_{P_2} - y_{P_1})}$$

$$\alpha = \frac{-\psi(x_{S_1} + x_{S_2}) + (y_{S_1} + y_{S_2}) - 2[y_{P_1} - (\psi x_{P_1})]}{\psi(x_{S_2} - x_{S_1}) - (y_{S_2} - y_{S_1})}$$

onde

$$\kappa = \frac{y_{S_2} - y_{S_1}}{x_{S_2} - x_{S_1}},$$

$$\psi = \frac{y_{P_2} - y_{P_1}}{x_{P_2} - x_{P_1}}.$$

Assim, a intersecção (obstrução) ocorre quando as duas condições são atendidas simultaneamente, ou seja, $|\beta| \leq 1$ e $|\alpha| \leq 1$.

Aplicação no cálculo do ponto exato de reflexão ou transmissão

Em ambientes *indoor*, ao se encontrar uma parede no percurso de um raio, é necessário determinar o ponto exato de intersecção para dar procedimento ao algoritmo de obtenção do percurso do raio transmitido. Além disso, tanto em análises *indoor* como *outdoor*, é necessário determinar os pontos exatos de reflexão. O ponto exato de reflexão é obtido calculando-se o ponto de intersecção entre o segmento que liga uma imagem ao observador e o segmento que representa o obstáculo gerador da imagem. Assim segue-se o mesmo procedimento utilizado no teste de obstrução, excluindo-se, entretanto, os extremos dos segmentos de reta. Portanto, a condição necessária é $|\beta| < 1$ e $|\alpha| < 1$.

Anexo B – Determinação do ângulo real de Refração

A Lei de Snell da Refração (equação (3.2)) permite encontrar o ângulo de refração θ_t . Quando ambos os meios envolvidos são sem perdas (com condutividades nulas), os mesmos possuem índices de refração reais e o ângulo de transmissão real ψ_t é o próprio ângulo θ_t . Entretanto, quando, pelo menos um dos meios tem perdas, o ângulo θ_t torna-se complexo e o ângulo real ψ_t deve ser determinado.

A seguir será apresentado o procedimento (descrito em [28]) para a determinação de ψ_t no caso em que o *meio 1* é o ar e o *meio 2* um material homogêneo com condutividade finita (p. ex., concreto).

Da Lei de Snell da refração obtém-se:

$$\text{sen } \theta_t = \frac{\gamma_1}{\gamma_2} \text{sen } \theta_i = \frac{j\beta_1}{\alpha_2 + j\beta_2} \text{sen } \theta_i$$

$$\cos \theta_t = \sqrt{1 - \text{sen}^2 \theta_t} = \sqrt{1 - \left(\frac{j\beta}{\alpha + j\beta} \right)^2 \text{sen}^2 \theta_i} = s \exp(j\zeta) = s(\cos \zeta + j \text{sen } \zeta)$$

Assim, de acordo com a *Figura A.2*, o campo transmitido pode ser escrito da seguinte forma:

$$E^t = E_2 \exp \left\{ -(\alpha_2 + j\beta_2) \left[x \frac{j\beta_1}{\alpha_2 + j\beta_2} \text{sen } \theta_i + z s(\cos \zeta + j \text{sen } \zeta) \right] \right\},$$

reduzindo-se a:

$$E^t = E_2 \exp[-zs(\alpha_2 \cos \zeta - \beta_2 \text{sen } \zeta)] \cdot \exp\{-j[\beta_1 x \text{sen } \theta_i + zs(\alpha_2 \cos \zeta + \beta_2 \text{sen } \zeta)]\}$$

$$E^t = E_2 \exp(-zp) \cdot \exp[-j(\beta_1 x \text{sen } \theta_i + zq)],$$

onde

$$p = s(\alpha_2 \cos \zeta - \beta_2 \text{sen } \zeta)$$

$$q = s(\alpha_2 \cos \zeta + \beta_2 \text{sen } \zeta)$$

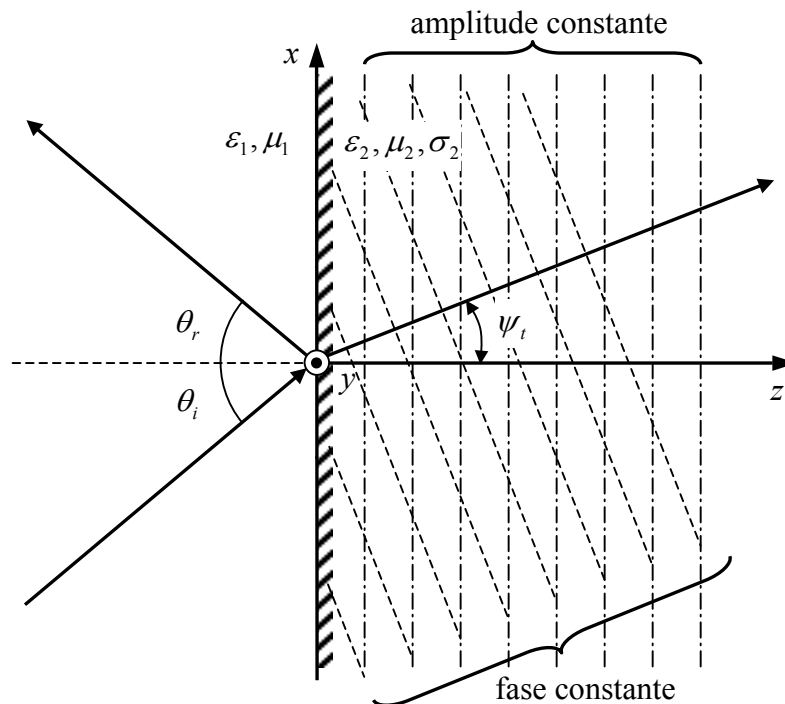


Figura A.2 – Ilustração da incidência oblíqua de uma onda em um meio com perdas.

Sabendo-se que a fase é constante ao longo dos planos perpendiculares à propagação da onda (no caso de uma OPU) e definindo-se $u = \beta_1 \text{sen } \theta_1$, o ângulo refratado real é:

$$\psi_t = \arctan\left(\frac{u}{q}\right)$$

Anexo C – Fator de Espalhamento

O fator de espalhamento, para o caso geral, é dado por:

$$A_s = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_1 + s}} \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_2 + s}}$$

O fator de espalhamento expressa a maneira como os campos decaem à medida que a onda se afasta da fonte que a produziu. Na *Figura A.3*, as seções do tubo são representadas por porções da frente de onda e são apresentados os conceitos de raio principal de curvatura e cáustica.

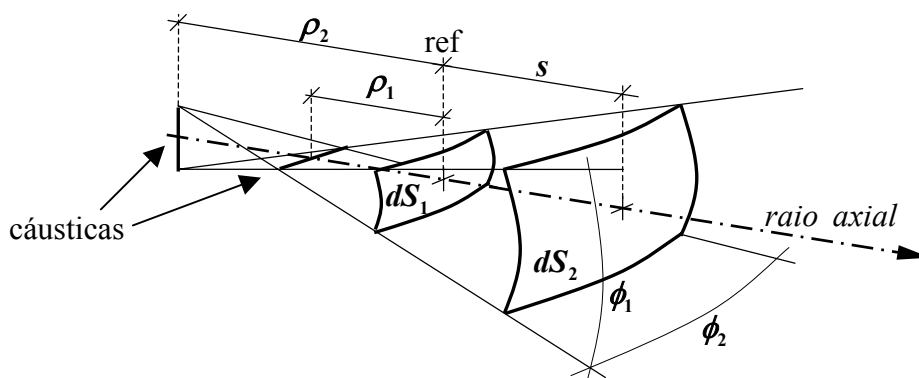


Figura A.3 – Representação de frentes de ondas utilizando o conceito de tubo de raios.

A divergência do tubo de raios ocorre em duas direções principais perpendiculares, ao longo das superfícies que contêm as aberturas angulares ϕ_1 e ϕ_2 [25]. As cáusticas são a união do conjunto de pontos formados por cada uma das direções que originam o tubo de raios. Assim, os dois raios principais de curvatura (ρ_1 e ρ_2) compõem a frente de onda. Um raio principal de curvatura (ρ_1 ou ρ_2) é medido entre o ponto de observação e sua respectiva cáustica.

O fator de espalhamento A_s leva em conta a variação da amplitude do campo associado ao tubo de raios e é consequência direta da conservação de energia ao longo da

propagação. Assim, considerando a conservação de energia (ou potência) no espaço livre, a seguinte relação pode expressa:

$$P_1 dS_1 = P_2 dS_2 \quad \therefore \quad P_2 = P_1 \frac{dS_1}{dS_2},$$

onde P_1 e P_2 são as densidades superficiais de potência (em W/m²) nas áreas dS_1 e dS_2 . Esta expressão, sob forma de relação de campos, fica:

$$E_2 = E_1 \sqrt{\frac{dS_1}{dS_2}}$$

Considerando as áreas dS_1 e dS_2 como infinitesimais, pode-se defini-las como:

$$dS_1 = (\rho_1 d\phi_1)(\rho_2 d\phi_2)$$

$$dS_2 = [(\rho_1 + s)d\phi_1][(\rho_2 + s)d\phi_2]$$

Assim,

$$\sqrt{\frac{dS_1}{dS_2}} = \sqrt{\frac{(\rho_1 d\phi_1)(\rho_2 d\phi_2)}{[(\rho_1 + s)d\phi_1][(\rho_2 + s)d\phi_2]}} = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_1 + s}} \sqrt{\frac{\rho_2}{\rho_2 + s}} = A_s$$

Os casos particulares usados neste trabalho são as frentes de ondas cilíndricas e esféricas e serão detalhados a seguir.

Fator de espalhamento de uma onda cilíndrica

O fator de espalhamento que representa a propagação de uma onda cilíndrica é obtido posicionando-se a cóustica, que gera a dimensão da onda longitudinal, no infinito e a outra cóustica posicionada na própria fonte, ou seja, $\rho_1 \rightarrow \infty$ e $\rho_2 = \rho$, obtendo-se:

$$A_s = \sqrt{\frac{\rho_1}{\rho_1 + s} \frac{\rho_2}{\rho_2 + s}} = \sqrt{\frac{\rho_1 \rho_2}{\rho_1 \left(\rho_2 + s + \frac{\rho_2 s}{\rho_1} + \frac{s^2}{\rho_1} \right)}} \stackrel{\substack{\rho_1 \rightarrow \infty \\ \rho_2 \rightarrow \rho}}{=} \sqrt{\frac{\rho}{\rho + s}}$$

Isto mostra que, num meio sem perdas, os campos de uma onda cilíndrica decaem com a raiz quadrada da distância à fonte. Como consequência, a densidade de potência decai com a distância.

Fator de espalhamento de uma onda esférica

No caso da onda esférica, os raios principais de curvatura coincidem, sendo suas cáusticas posicionadas na fonte. Assim, $\rho_1 = \rho_2 = \rho$, e o fator de espalhamento resulta em:

$$A_s = \sqrt{\frac{\rho_1}{(\rho_1 + s)} \frac{\rho_2}{(\rho_2 + s)}} \underset{\substack{\rho_1 \rightarrow \rho \\ \rho_2 \rightarrow \rho}}{=} \sqrt{\frac{\rho^2}{(\rho + s)^2}} = \left(\frac{\rho}{\rho + s} \right)$$

Isto mostra que, num meio sem perdas, os campos de uma onda esférica decaem com a distância à fonte. Como consequência, a densidade de potência decai com o quadrado da distância.

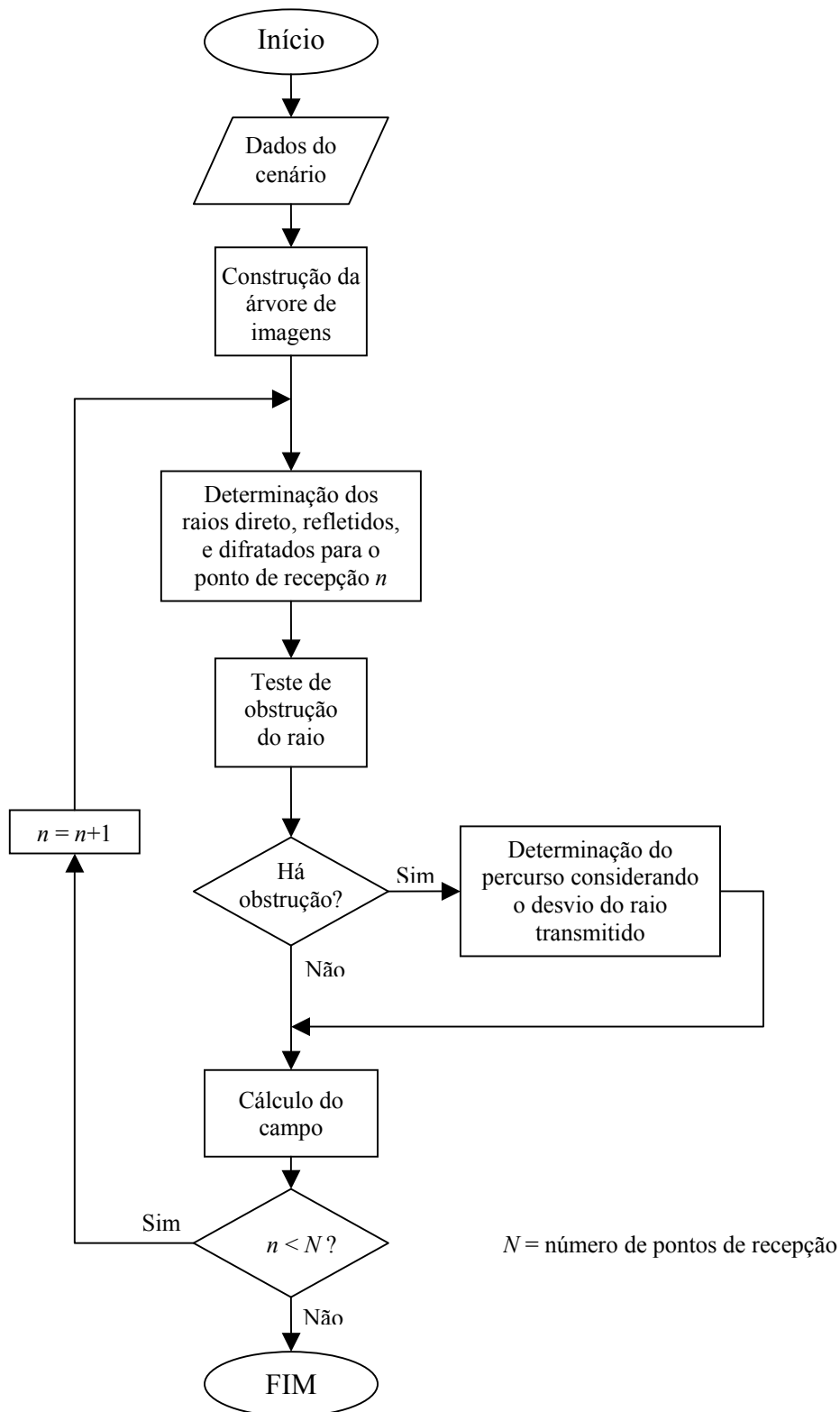
Fator de espalhamento de uma OPU

Assim como na onda esférica, na OPU (onda plana uniforme), os raios principais de curvatura coincidem, sendo suas cáusticas posicionadas na fonte. No entanto, a distância entre a fonte e o ponto de referência é considerada muito grande (tendendo ao infinito). Assim, tem-se:

$$A_s = \left(\frac{\rho}{\rho + s} \right)_{\rho \rightarrow \infty} = \left(\frac{\rho/\rho}{(\rho/\rho) + (s/\rho)} \right) = \left(\frac{1}{1 + 0} \right) = 1$$

Isto mostra que para uma OPU num meio sem perdas, tanto os campos como a densidade de potência não decaem com a distância.

Anexo D – Fluxograma



Referências Bibliográficas

- [1] CÁTEDRA, M. F.; Arriaga, J. P. *Cell Planning for Wireless Communications*, Artech House, Mobile Communications Series, 1999.
- [2] AGÊNCIA NACIONAL DE TELECOMUNICAÇÕES, *Regulamento Sobre Limitação da Exposição a Campos Elétricos, Magnéticos e Eletromagnéticos na Faixa de Radiofrequências entre 9 kHz e 300 GHz*, Anexo à Resolução n 303, Julho 2002.
- [3] TAFLOV, Allen, and Susan C. Hagness, *Computation Electrodynamics: the Finite-Difference Time-Domain Method*. Artech House, 2nd ed., 2000.
- [4] NESKOVIC, A.; *Modern Approaches in Modeling of Mobile Radio Systems Propagation Environment*, IEEE Communications Surveys, Third Quarter 2000.
- [5] ZHU, H.; Takada, J.; Kiyomichi, A. *et al. A random-phase-assisted ray-tracing technique for wireless channel modeling*; *Aces Journal*, v. 15, no. 3, p.126-133, Nov. 2000.
- [6] FARIA, A. A; d'Ávila, C. K.; Magalhães, R; *et al., Predição de Cobertura em Ambientes Indoor Utilizando Ray-Tracing Força Bruta Modificado*, Telemo'96, Curitiba, 1996.
- [7] SHAUBACH, K. R.; Davis IV, N. J.; Rappaport, T. S. *A Ray Tracing Method for Predicting Path Loss and Delay Spread in Microcellular Enviroments*, IEEE Proc. Veh. Technol. Conf., p.932-935, May 1992.
- [8] SEIDEL, S. Y.; Rappaport, T. S. *Site-specific Propagation Prediction for Wireless In-Building Personal Communication System Design*, IEEE Trans. Veh. Technol., v. 43, p. 879-891, Nov. 1994.
- [9] ROSSI, J. P.; Bic, J. C.; Levy A. J.; *et al. A Ray Launching Method for Radio-Mobile Propagation in Urban Area*, Antenna Propag. Society Intern. Symp. Dig., v. 3, p. 1540-1543, 1991.
- [10] ZHONG, J.; Bin-Hong, L.; Wang, H. X.; *Efficient ray-tracing methods for propagation prediction for indoor wireless communications*; *Antennas and Propagation Magazine*, IEEE , v. 43 , Issue: 2, p. 41-49, Apr. 2001.
- [11] MORGAN, S.P. *Prediction of indoor wireless coverage by leaky coaxial cable using ray tracing*; *Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 48 , Issue: 6 , p 2005-2014, Nov. 1999.

- [12] YANG, C. F.; Wu, B. C., Ko, C. J. *A Ray-Tracing Method for Modeling Indoor Wave Propagation and Penetration*, IEEE Trans. Antennas Propagat., v. 46, p. 907-919, Jun. 1998.
- [13] TARNG, J. H.; Chang, W. R.; Hsu, B. H. *Three-Dimensional Modeling of 900 MHz and 2.44 GHz Radio Propagation in Corridors*, IEEE Trans. Veh. Technol., v. 46, p. 519-527, May 1997.
- [14] DAI LU; Rutledge, D. *Indoor wireless channel modeling from 2.4 to 24 GHz using a combined E/H-Plane 2D ray tracing method*, Antennas and Propagation Society Symposium, 2004. IEEE trans., v. 4, p. 3641 - 3644 , Jun. 2004.
- [15] TORRES, R. P.; Valle, L., Domingo, M., *et al. CINDOOR: An Engineering Tool for Planning and Design of Wireless Systems in Enclosed Spaces*, IEEE Antennas Propagat. Magazine, v. 41, p. 11-22, Aug. 1999.
- [16] GUTIÉRREZ, O.; Adana, F. S.; Cátedra, M. F.; *et al. Ray-Tracing Techniques for Mobile Communications*, Aces Journal, v. 15, no. 3, p.209-231, Nov. 2000.
- [17] ATHANASIADOU, G. E.; Nix, A.R.; *A Ray-Tracing Algorithm for Microcellular and Indoor Propagation Modeling*, IEE Antennas Propagat. Conference, no 470, p. 231-235, Apr. 1995.
- [18] YOUSSEF, A; Mon, J. P.; Meynard, O.; *Indoor Wireless Data System Channel at 60 Ghz Modeling by a Ray-Tracing Method*, IEEE 44th VTC, p. 914-918, 1994.
- [19] GRZONKA, M.; Wtodzimieri; Zieniutycz. *Two dimensional indoor ray tracing including geometrical theory of diffraction*, IEEE14th MIKON-2002, v. 2, p. 437-440, May 2002.
- [20] SCHETTINO, D.N.; Moreira, F.J.S.; *A ray-tracing algorithm based on a double-tree image theory*, IEEE, IMOC 2001, v.1, p.199-202, 2001.
- [21] ZRNO, D.; Simunic, D. *Matrix based ray-tracing model for indoor propagation*, IEEE, ICECom 2003, p. 221 – 224, Oct. 2003.
- [22] ZHENGQING, Y; Iskander, M.F.; Zhijun Zhang; *Outdoor/indoor propagation prediction for complex wall and window structures using ray-tracing models*, IEEE, VTC 2003, v. 1, p. 154 – 157, Oct. 2003.
- [23] YING WANG; Safavi-Naeini, S.; Chaudhuri, S. K. *A hybrid technique based on combining ray tracing and FDTD methods for site-specific modeling of indoor radio wave propagation*, IEEE Trans. Antennas Propagat., v. 48, p. 743-754, May. 2002.

- [24] TAN, S.Y.; Tan, H.S. *A microcellular communications propagation model based on the uniform theory of diffraction and multiple image theory*, IEEE Trans. Antennas Propagat., v. 44, p. 1317 - 1326, Oct. 1996.
- [25] McNAMARA, D.A., Pistorius, C. W. I.; Malherbe, J. A. *Intoduction to the Uniform Theory of Diffraction*, Artech House, Boston, 1990.
- [26] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communication – Principles & Practice*, Prentice Hall – Communications Engineering and Emerging Tech. Series, 1996.
- [27] BASTOS, J.P.A. *Eletromagnetismo para Engenharia: Estática e Quase-Estática*, Editora da UFSC, Florianópolis, 2004.
- [28] BALANIS, C. B., *Advanced Engineering Electromagnetics*, Wiley & Sons, 1989.
- [29] STUTZMAN, W. L.; Thiele, G. A. *Antenna Theory and Design*, 2nd Edition, Wiley, 1998.
- [30] SADIKU, M.N.O. *Elements of Electromagnetics*; 2^a Ed; Oxford University Press, 1994.
- [31] RODRIGES, M. E. C. *Técnica de Traçado de Raios em Três Dimensões para Cálculo de Campos em Ambientes Interiores e Exteriores*, Dissertação de Mestrado, PUC-RJ, Abril 2000.
- [32] SAUNDERS, S. R. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*, Wiley & Sons, 1999.
- [33] BELÉM, A. N. *Caracterização Bidimensional de Canais Rádio através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo*, UFMG, Setembro de 2001.
- [34] CAVALCANTE, M. C.; Costa, W. A. *Simulador de Traçado de Raios 3D para Caracterização de Canais Rádio-Móvel*, Momag 2005, São Paulo, Agosto de 2005.
- [35] HATA, M. *Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Service*, IEEE Trans. on Vehicular Technology, vol. VT-29, No. 3, p. 317-325, Aug. 1980.
- [36] HATA, M. *Propagation loss prediction models for land mobile communications*; ICMMT '98 Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings, p. 15-18, Aug. 1998
- [37] SCHETTINO, D. N. *Técnica Assintótica para a Predição de Cobertura Radioelétrica*, Dissertação de Mestrado, UFMG, Março de 2002.
- [38] SON, H. W.; Myung, N. H. *A Deterministic Ray Tube Method for Microcellular Wave Propagation Prediction Model*, IEEE Trans. Antennas Propagation, vol. 47, p. 1344-1350, Aug. 1999.

- [39] KRAUS, J.D. *Electromagnetics*, McGraw-Hill, International Edition, 1992.
- [40] LIMA C. B., *Modelagem da Propagação Eletromagnética com o Método FDTD: Aplicação em Hipertermia*, Qualificação de Doutorado, UFSC, Maio 2004.
- [41] RODRÍGUEZ P. M., Guedes L. G. R., Lemos R. P. *On the Effectiveness of 2D Ray Tracing Model*, Microwave and Optoelectronics Conference, vol. 1, p. 312-315, Aug. 1999.
- [42] ÁVILA S. L., *Algoritmos Genéticos Aplicados na Otimização de Antenas Refletoras*, Dissertação de Mestrado, UFSC, Outubro 2002.
- [43] ÁVILA S. L., *Otimização Multiobjetivo com Análise de Sensibilidade*, Qualificação de Doutorado, UFSC, Fevereiro 2004.
- [44] FISCHBORN, M., *Computação de Alto Desempenho Aplicada à Análise de Dispositivos Eletromagnéticos*, Qualificação de Doutorado, UFSC, Outubro 2004.
- [45] STEINBRUCH, A., Winterle, P. *Geometria Analítica*, McGraw-Hill, São Paulo, 1987.