



Universidade Estadual de Feira de Santana  
Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada

MODELO DE PROPAGAÇÃO PARA  
SISTEMAS DE TELEFONIA MÓVEL  
PARA GUIAS DE ONDAS COM  
ANTENAS ACIMA DO TOPO DOS  
PRÉDIOS

RAFAEL TOSTA SANTOS

Feira de Santana

2016



Universidade Estadual de Feira de Santana  
Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada

RAFAEL TOSTA SANTOS

**MODELO DE PROPAGAÇÃO PARA  
SISTEMAS DE TELEFONIA MÓVEL PARA  
GUIAS DE ONDAS COM ANTENAS ACIMA  
DO TOPO DOS PRÉDIOS**

Dissertação apresentada à Universidade Estadual de Feira de Santana como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Computação Aplicada.

Orientador: DR. EDGAR SILVA JÚNIOR

Feira de Santana

2016

### **Ficha Catalográfica – Biblioteca Central Julieta Carteado**

Santos, Rafael Tosta  
S238m      Modelo de propagação para sistemas de telefonia móvel para guias de ondas com antenas acima do topo dos prédios / Rafael Tosta Santos. – Feira de Santana, 2016.  
104 f. : il.

Orientador: Edgar Silva Júnior.

Dissertação (Mestrado em Computação Aplicada) – Universidade Estadual de Feira de Santana, Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada, 2016.

1.Sistema de telefonia. 2. Sistemas de comunicação móvel. 3. Ondas (Física) - Propagação. I. Silva Júnior, Edgar, orient. II. Universidade Estadual de Feira de Santana. III. Título.

CDU: 621.395

Rafael Tosta Santos

**Modelo de Propagação para Sistemas de Telefonia Móvel para  
Guias de Ondas com Antenas Acima do Topo dos Prédios**

Dissertação apresentada à Universidade  
Estadual de Feira de Santana como parte dos  
requisitos para a obtenção do título de Mestre  
em Computação Aplicada.

Feira de Santana, 31/05/2016

**BANCA EXAMINADORA**



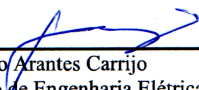
---

Prof. Dr. Edgar Silva Júnior (Orientador)  
UEFS/DTEC



---

Prof. Dr. Antônio Nelson Conceição de Jesus  
UEFS/DFIS



---

Prof. Gilberto Arantes Carrijo  
UFU/Departamento de Engenharia Elétrica

# Abstract

This master thesis presents a model of deterministic propagation for waveguides with transmitting antenna above the top of the buildings and the equation for the diffraction at the top of the buildings. From the model developed by Dr. Edgar Silva Jr., adaptations are made to consider buildings of different heights along a waveguide. It is developed especially for this work calculations for diffraction at the top for a more accurate model. All the equipment and software used in the process of collection and preparation of the measured data, the sites used for model validation in the city of Feira de Santana - BA and São Paulo - SP, in Brazil, the construction of the 3D model and extraction sites database using Google Earth are described. Comparisons with measured values are show that the developed model can be a useful tool in signal envelope behavior analysis for waveguides with antennas above the top of the buildings.

**Keywords:** Propagation model, waveguides, diffraction at the top of the buildings, vector analysis.

# Resumo

Este trabalho de mestrado apresenta um modelo de propagação determinístico para guias de ondas com antena transmissora acima do topo dos prédios e o equacionamento para as difrações no topo dos prédios. A partir do modelo desenvolvido pelo Dr. Edgar Silva Júnior, são realizadas adaptações para considerar construções de diferentes alturas ao longo de um guia de ondas. Sendo desenvolvido especialmente para este trabalho cálculos para difração no topo para maior precisão do modelo. São descritos todos os equipamentos e *softwares* utilizados no processo de coleta e preparação dos dados medidos, os locais utilizados para a validação do modelo na cidade de Feira de Santana - BA e São Paulo - SP no Brasil, a construção do modelo 3D e extração da base de dados dos locais utilizando o Google Earth. As comparações com valores medidos mostram que o modelo desenvolvido pode ser uma ferramenta útil na análise do comportamento do sinal para guias de ondas com antenas acima do topo dos prédios.

**Palavras-chave:** Modelo de propagação, Guias de ondas, Difração no topo dos prédios, Análise vetorial.

# Prefácio

Esta dissertação de mestrado foi submetida a Universidade Estadual de Feira de Santana (UEFS) como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Computação Aplicada.

A dissertação foi desenvolvido dentro do Programa de Pós-Graduação em Computação Aplicada (PGCA) tendo como orientador o Dr. **EDGAR SILVA JÚNIOR**.

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente ao meu Deus, por está sempre ao meu lado.

A minha família pelo total apoio.

Ao meu orientador, Dr. Edgar Júnior, pelo apoio e por sempre ter acreditado em mim durante esse projeto de pesquisa.



*Dedico este Mestrado aos meus pais e minha noiva, pelo incentivo e apoio em todas as minhas escolhas e decisões. A vitória desta conquista dedico, unicamente, a todos vocês! Parabéns!*

# Sumário

Abstract	i
Resumo	ii
Prefácio	iii
Agradecimentos	iv
Sumário	vii
Lista de Publicações	viii
Lista de Tabelas	ix
Lista de Figuras	xiii
Lista de Abreviações	xiv
Lista de Símbolos	xv
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Justificativa . . . . .	1
1.2 Relevância . . . . .	1
1.3 Motivação . . . . .	2
1.4 Objetivos . . . . .	2
1.5 Contribuições . . . . .	2
1.6 Organização do Trabalho . . . . .	3
<b>2 Fundamentação Teórica</b>	<b>4</b>
2.1 Propagação em Sistemas Rádio móveis . . . . .	4
2.2 Traçado de Raios ( <i>Ray Tracing</i> ) . . . . .	5
2.2.1 <i>Shooting-and-bouncing ray</i> (SBR) . . . . .	6
2.2.2 Método das Imagens . . . . .	7
2.2.3 Método Híbrido . . . . .	8
2.3 Mecanismos da Propagação . . . . .	10

2.3.1	Reflexão . . . . .	10
2.3.2	Difração . . . . .	13
2.3.3	Espalhamento . . . . .	15
2.4	Caracterização do Canal Rádio móvel . . . . .	16
2.5	Modelos de Propagação . . . . .	18
2.5.1	Modelos de Propagação Empíricos . . . . .	19
2.5.2	Modelos de Propagação Determinísticos . . . . .	20
2.6	Análise Vetorial . . . . .	20
2.6.1	Modelo Geométrico de Dois Raios sem Aproximações . . . . .	20
2.6.2	Guia de Ondas de Rua Tridimensional para Polarização vertical	23
2.6.3	Guia de Ondas Tridimensional de Multifendas . . . . .	31
2.6.4	Guia de Ondas Tridimensional de Multifendas Determinístico	32
2.7	Padrão de Radiação . . . . .	33
2.7.1	Fonte de Linha Uniforme (FLU) . . . . .	36
2.8	Taxa de Amostragem do sinal . . . . .	36
2.9	Espalhamento por Atraso ( <i>Delay Spread</i> ) . . . . .	37
2.10	Perfil de Retardos de Potência ( <i>Power delay profile</i> ) . . . . .	38
<b>3</b>	<b>Avaliação Experimental</b>	<b>39</b>
3.1	Modelo de propagação para antenas acima do topo dos prédios . . . . .	39
3.2	Difração no Topo dos Prédios . . . . .	43
3.3	Ferramentas e <i>Softwares</i> . . . . .	47
3.3.1	Programa de Simulação . . . . .	47
3.3.2	Software e Equipamentos para coleta e análise dos dados . . . . .	47
3.3.3	Modelagem 3D e Construção da Base de Dados . . . . .	48
3.4	Locais Analisados . . . . .	48
3.4.1	Rua dos Bandeirantes . . . . .	48
3.4.2	Avenida Paulista . . . . .	50
<b>4</b>	<b>Resultados</b>	<b>53</b>
4.1	Simulações . . . . .	53
4.1.1	Rua dos Bandeirantes . . . . .	55
4.1.2	Avenida Paulista . . . . .	60
4.2	Melhores Resultados . . . . .	71
4.2.1	Parâmetros Importantes (Análise) . . . . .	75
<b>5</b>	<b>Considerações Finais</b>	<b>80</b>
	<b>Referências Bibliográficas</b>	<b>82</b>

# Lista de Publicações

Almeida, K. S.; Santos, R. T.; Silva Jr., E.; Cardoso, C. C.; Oliveira, I. M.. UHF Signal Measurements and Prediction Using Propagation Models. In: SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC 2015), 2015, Porto de Galinhas - PE. Proceedings of the SBMO/IEEE MTT-S IMOC 2015, 2015.

# Lista de Tabelas

2.1	Comparação das características dos métodos SBR e Método das Imagens[Grubisic 2005, p.23]. . . . .	9
2.2	Parâmetros de material nas diversas frequências [Rappaport 2002, p.80].	12
2.3	Exemplos de modelos Empíricos [Grubisic 2012, p.11]. . . . .	21
2.4	Largura de feixe de meia potência para FLU[Stutzman e Thiele 2012, p.177] [Adaptado pelo autor]. . . . .	36
4.1	Comparação entre os erros para os gráficos com e sem <i>offset</i> [Próprio Autor]. . . . .	57
4.2	Comparação entre os erros para os gráficos com e sem <i>offset</i> [Próprio Autor]. . . . .	59
4.3	Comparação entre os erros para os valores com e sem <i>offset</i> [Próprio Autor]. . . . .	63
4.4	Comparação entre os erros para os valores com e sem <i>offset</i> [Próprio Autor]. . . . .	65
4.5	Comparação entre os erros para os valores com e sem <i>offset</i> [Próprio Autor]. . . . .	68
4.6	Comparação entre os valores dos erros para os valores com e sem <i>offset</i> [Próprio Autor]. . . . .	71

# Lista de Figuras

2.1	Procedimento de lançamento dos raios [Iskander e Yun 2002, p.665]. . .	6
2.2	Ilustração do Traçado de Raios utilizando o método SBR [Grubisic 2012, p.20]. . . . .	7
2.3	Ilustração do método das imagens [Iskander e Yun 2002, p.666]. . . .	8
2.4	Reflexão de Ondas [Gonzalez 2009, p.30](Adaptado pelo autor). . . .	10
2.5	Lei de Snell para a reflexão [Grubisic 2012, p.25]. . . . .	11
2.6	Polarização paralela de uma onda incidente [Silva 2007, p.11]. . . . .	12
2.7	Polarização perpendicular de uma onda incidente [Silva 2007, p.13]. .	13
2.8	(a) Princípio de Huygens; (b) Difração por obstáculos [Gonzalez 2009, p.30-31]. . . . .	14
2.9	Representação bidimensional da difração [Grubisic 2012, p.31]. . . . .	14
2.10	Geometria 3D para a difração utilizando a UTD [Silva Jr. et al. 2011, p.573]. . . . .	15
2.11	Sinal Incidente (I), Transmitido (T), Absorvido (A) e Refletido (R) folhas de árvores [Olufemi et al. 2013, p.13]. . . . .	16
2.12	Propagação em áreas urbanas [Parsons 2000, p.115]. . . . .	17
2.13	Variações de Larga e Pequena Escala [Rappaport 2002, p.73]. . . . .	18
2.14	Modelo de Dois Raios sem Aproximações [Silva 2007, p.34]. . . . .	22
2.15	Incidência direta no ponto P do raio oriundo da fonte S [Silva 2007, p.214]. . . . .	23
2.16	Raio oriundo da fonte S sobre reflexão no solo antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.215]. . . . .	24
2.17	Raio oriundo da fonte S sofre $n$ reflexões ímpares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.215]. . . . .	25
2.18	Raio oriundo da fonte S sofre $n$ reflexões pares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.218]. . . . .	25
2.19	Raio oriundo da fonte S sofre $n$ reflexões ímpares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.219]. . . . .	26
2.20	Raio oriundo da fonte S sofre $n$ reflexões pares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.220]. . . . .	26
2.21	Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral superior e no solo antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.222]. . . . .	27
2.22	Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral inferior e no solo antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.223]. . . . .	28

2.23	Raio oriundo da fonte S sofre difração na borda inferior antes de atingir o ponto P [Silva Jr. et al. 2011, p.20]. . . . .	29
2.24	Guia de ondas tridimensional com fendas [Silva 2007, p.252]. . . . .	31
2.25	Guia de ondas tridimensional determinístico com fendas [Silva 2007, p.264]. . . . .	33
2.26	Antena omni com seus diagramas de radiação horizontal e vertical [da Cruz 2005, p.32]. . . . .	34
2.27	Antena diretiva com seus diagramas de radiação horizontal e vertical [da Cruz 2005, p.33]. . . . .	34
2.28	Antena diretiva com seus diagramas de radiação horizontal e vertical [da Cruz 2005, p.33]. . . . .	35
2.29	Padrão de radiação para um dipolo ideal [Stutzman e Thiele 2012, p.18]. . . . .	35
2.30	Padrão de radiação para FLU [Próprio Autor] . . . . .	36
2.31	Efeito <i>Doppler</i> [Rappaport 2002, p.143]. . . . .	37
2.32	Parâmetros do Perfil de Retardos [Grubisic 2005, p.13]. . . . .	38
3.1	Guias de ondas com antenas acima da linha do topo dos prédios [Próprio Autor]. . . . .	39
3.2	Altura do raio refletido pela reflexão lateral [Próprio Autor]. . . . .	40
3.3	Altura do raio refletido pela difração [Próprio Autor]. . . . .	42
3.4	Difração no topo dos prédios para a polarização vertical [Próprio Autor].	43
3.5	Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias $d'_1$ e $d'_2$ , $s'_d$ e $s_d$ [Próprio Autor]. . . . .	44
3.6	Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias $s'_d$ e $s_d$ [Próprio Autor]. . . . .	45
3.7	Difração no topo dos prédios para a polarização horizontal [Próprio Autor]. . . . .	46
3.8	Aplicativo para extração dos dados [Próprio Autor]. . . . .	47
3.9	Foto via satélite da Rua dos Bandeirantes [Google Earth]. . . . .	49
3.10	Foto da ERB na Rua dos Bandeirantes [Google Earth]. . . . .	49
3.11	Modelagem 3D da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	49
3.12	Base de dados da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	50
3.13	Foto via satélite da Avenida Paulista [Google Earth]. . . . .	50
3.14	Foto da ERB 1 da Avenida Paulista [Google Earth]. . . . .	51
3.15	Foto da ERB 2 da Avenida Paulista [Google Earth]. . . . .	52
3.16	Modelo 3D Avenida Paulista [Google Earth]. . . . .	52
4.1	Localização da antena da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	55
4.2	Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor]. . . . .	56
4.3	Simulação do trecho menor para $L = 2\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	56
4.4	Simulação do trecho menor para $L = 5\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	57
4.5	Simulação do trecho menor para $L = 10\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	57
4.6	Simulação do trecho maior para um Dipolo Ideal [Próprio Autor]. . . . .	58

4.7	Simulação do trecho maior para $L = 2\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	58
4.8	Simulação do trecho maior para $L = 5\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	59
4.9	Simulação do trecho maior para $L = 10\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	59
4.10	Localização da primeira antena [Próprio Autor]. . . . .	61
4.11	Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor]. . .	61
4.12	Simulação do trecho menor para $L = 2\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	62
4.13	Simulação do trecho menor para $L = 5\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	62
4.14	Simulação do trecho menor para $L = 10\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	62
4.15	Localização da segunda antena para a frequência de 875MHz [Próprio Autor]. . . . .	63
4.16	Simulação do trecho maior para um Dipolo Ideal [Próprio Autor]. . .	64
4.17	Simulação do trecho maior para $L = 2\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	64
4.18	Simulação do trecho maior para $L = 5\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	65
4.19	Simulação do trecho maior para $L = 10\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	65
4.20	Localização da primeira antena para a frequência de 857MHz [Próprio Autor]. . . . .	66
4.21	Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor]. . .	67
4.22	Simulação do trecho menor para $L = 2\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	67
4.23	Simulação do trecho menor para $L = 5\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	68
4.24	Simulação do trecho menor para $L = 10\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	68
4.25	Localização da segunda antena para a frequência de 857MHz [Próprio Autor]. . . . .	69
4.26	Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor]. . .	69
4.27	Simulação do trecho menor para $L = 2\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	70
4.28	Simulação do trecho menor para $L = 5\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	70
4.29	Simulação do trecho menor para $L = 10\lambda$ [Próprio Autor]. . . . .	70
4.30	Contribuições para o trecho menor da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	71
4.31	Contribuições para o trecho maior para a Rua dos Bandeirantes [Pró- prio Autor]. . . . .	72
4.32	Contribuições para o trecho menor da Av. Paulista ERB 1 [Próprio Autor]. . . . .	72
4.33	Contribuições para o trecho maior da Av. Paulista ERB 1 [Próprio Autor]. . . . .	73
4.34	Contribuições o trecho menor da Av. Paulista para a frequência de 857 MHz [Próprio Autor]. . . . .	73
4.35	Contribuições para o trecho maior da Av. Paulista para a frequência de 872 MHz [Próprio Autor]. . . . .	74
4.36	Delay Spread para a Rua dos bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	75
4.37	Delay Spread para a Rua dos bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	75
4.38	Delay Spread para a Rua dos bandeirantes [Próprio Autor]. . . . .	76
4.39	Delay Spread para a ERB 1 da Av. Paulista [Próprio Autor]. . . . .	76
4.40	<i>Power delay profile</i> para o trecho menor da ERB 1 da Av. Paulista [Próprio Autor]. . . . .	77



4.41	<i>Power delay profile</i> para o trecho maior da ERB 1 da Av. Paulista [Próprio Autor]. . . . .	77
4.42	Delay Spread a ERB 2 da Av. Paulista [Próprio Autor]. . . . .	78
4.43	<i>Power delay profile</i> para o trecho menor da ERB 2 da Av. Paulista [Próprio Autor]. . . . .	78
4.44	<i>Power delay profile</i> para o trecho maior da ERB 2 da Av. Paulista [Próprio Autor]. . . . .	79

# Lista de Abreviações

Abreviação	Descrição
BA	Bahia
CSV	<i>Comma Separated Values</i>
ERB	Estação Rádio Base
ERBs	Estação Rádio Bases
FLU	Fonte de Linha Uniforme
GTD	Teoria Geométrica da Difração
HP	Largura de feixe de meia potência
MAE	<i>Mean Absolute Error</i>
MI	Método das Imagens
OG	Óptica Geométrica
RF	Radiofrequência
RMS	<i>Root Mean Square</i>
SBR	<i>Shooting and Bouncing Rays</i>
SP	São Paulo
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UTD	Teoria Uniforme da Difração

# Lista de Símbolos

Símbolos	Descrição
$\varepsilon_r$	Permissividade relativa
$\sigma$ (s/m)	Condutividade
$\dot{R}_{\parallel}$	Coefficiente complexo de reflexão para a polarização paralela
$\varepsilon'_c$	Permissividade relativa complexa
$\varepsilon'$	Constante dielétrica relativa à superfície refletora
$\lambda$	Comprimento de onda
$\alpha$	Ângulo de incidência
$\dot{R}_{\perp}$	Coefficiente complexo de reflexão para a polarização perpendicular
$\bar{E}_T$	Campo elétrico total
$\bar{E}_1$	Campo elétrico produzido pelo raio direto no modelo de dois raios sem aproximações
$\bar{E}_2$	Campo elétrico produzido pelo raio refletido no modelo de dois raios sem aproximações
$\bar{E}_D$	Campo elétrico produzido pela incidência direta do raio para um guia de ondas
$\bar{E}_s$	Campo elétrico produzido pelo raio refletido no solo para um guia de ondas
$\bar{E}_L$	Campo elétrico produzido pelos raios refletido nas laterais de um guia de ondas
$\bar{E}_{LS}$	Campo elétrico produzido pelas reflexões do tipo Lateral-Solo um guia de ondas
$\bar{E}_n$	Campo elétrico produzido pelas difrações nos prédios
$z_1$	Ponto de reflexão lateral no guia de ondas
$\Delta$	Deslocamento para o próximo ponto de reflexão lateral no guia de ondas
$F(\theta)$	Fonte de Linha Uniforme
$\tau_{rms}^2$	Atraso relativo
$z_r$	Ponto de reflexão do um raio no guia de ondas para antenas acima do topo dos prédios
$x_r$	Altura do ponto de reflexão do um raio no guia de ondas para antenas acima do topo dos prédios
$x_d$	Altura do ponto de difração no topo dos prédios
$z_p$	Posição no eixo z em que ocorre a difração no topo dos prédios

<b>Símbolos</b>	<b>Descrição</b>
$y_x$	Altura da antena transmissora
$y_s$	Posição da antena transmissora em relação à rua
$h$	Largura da rua
$x$	Altura da antena receptora
$y$	Posição do receptor em relação à rua

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Justificativa

Com a alta demanda exigida pelo crescimento de usuários de sistemas móveis, tornar-se cada vez mais necessária a implantação de novas tecnologias para sistemas de telecomunicações. Assim, o desenvolvimento de ferramentas que permitem uma análise mais precisa do comportamento do sinal é de extrema importância no processo de projeto, análise e implantação de novos pontos de transmissão ou pontos já existentes.

A partir da implementação de técnicas de reutilização de frequências é possível aumentar a densidade de usuários para mesma região de cobertura [Alves 2005]. Para maximizar a utilização do espectro e explorar ao máximo o reuso de frequências é necessário ter à disposição modelos de propagação mais precisos [Andersen et al. 1995, Bertoni et al. 1994].

Desta forma, os modelos de propagação tem um papel essencial para planejamento, análise e otimização de redes sem fios. Com a elaboração de projetos mais precisos para uma melhor configuração das Estações Rádio Bases (ERBs), os modelos de propagação são fatores importantes para a otimização dos sistemas rádio móveis, possibilitando o aumento da capacidade de usuários e melhor qualidade de transmissão.

### 1.2 Relevância

No Brasil as antenas das ERBs são instaladas em torres, postes, nos topos dos prédios, cobrindo cada vez regiões menores. Com o mau planejamento a qualidade do serviço ficará comprometida, resultando em um servido de má qualidade. Com a aplicação de modelos de propagação torna-se possível avaliar o desempenho de um

sistema de transmissão sem a necessidade de implanta-lo fisicamente, economizando tempo e dinheiro [Silva 2007]. Portanto, os modelos de propagação possuem um papel fundamental no êxito das empresas de telecomunicações, as quais podem através desse recurso disponibilizar para o usuário final um serviço de melhor qualidade e menor preço.

### 1.3 Motivação

Atualmente, existem *softwares* que realizam predição de sinais para redes sem fios a partir de abordagens empíricas. Podemos citar: GloMoSim, NS-2, OPNET, QualNET, NetSim, Simulink, dentre outros [Burbank et al. 2011].

Esses *softwares* realizam simulações de modelos empíricos existentes na literatura, os quais possuem pouca ou nenhuma informação contida no seu equacionamento sobre clima, solo, ou das estruturas de construções presentes no cenário das cidades brasileiras. Conseqüentemente, com a falta de modelos de propagação de ondas RF precisos para cidades brasileiras, as operadoras de telefonia acabam produzindo uma rede de alto custo e de má qualidade.

### 1.4 Objetivos

Essa dissertação tem como objetivo desenvolver um modelo de propagação determinístico para guias de ondas com construções de diferentes tamanhos para antenas transmissoras acima ou abaixo do topo dos prédios, considerando a base de dados de cidades brasileiras e transmissões faixas de UHF e microondas.

Outro objetivo é a validação do modelo desenvolvido, através da comparação entre os valores calculados pelo modelo desenvolvido e os valores medidos na prática, para as ERBs escolhidas na cidade de Feira de Santana e São Paulo. Uma vez validado o modelo, o mesmo pode ser utilizado para diversos tipos de projetos e análises, como por exemplo, melhor altura da antena, melhor potência de transmissão e/ou para análise da propagação para sistema de comunicações digitais e tecnologia 4G.

### 1.5 Contribuições

As contribuições deste trabalho de mestrado é o desenvolvimento de um modelo de propagação para cenários com antenas transmissoras acima do topo dos prédios, construção do equacionamento para as difrações no topo dos prédios e validação do modelo desenvolvido. Além disso, este trabalho consiste em um abordagem inédita com a aplicação desse tipo de modelo de propagação em cidades brasileiras.

Os resultados adquiridos poderá propiciar uma possível parceria com empresas nacionais, de forma que a metodologia desenvolvida possa ser aplicada em qualquer região urbana ou suburbana com construções de diferentes alturas e antena transmissora acima do topo dos prédios e a publicação em congressos e periódicos internacionais especializados, tornando-se disponíveis à comunidade científica.

## 1.6 Organização do Trabalho

Os capítulos da dissertação estão estruturados como descrito abaixo:

O Capítulo 1 apresenta as justificativas, a relevância, as motivações, os objetivos, as contribuições e a descrição das etapas que compõem o trabalho.

O Capítulo 2 aborda os conceitos da propagação em sistemas rádio móveis, traçado de raios e seus métodos, os mecanismos da propagação, a caracterização do canal rádio móvel e os efeitos do multipercurso. Os tipos de modelos de propagação, o modelo geométrico de dois raios sem aproximações, a modelagem para guia de ondas de rua tridimensional de multifendas, conceitos sobre o padrão de radiação, espalhamento por atraso (*delay spread*) e perfil de retardos de potência (*Power delay*). profile)

O Capítulo 3 apresenta o modelo de propagação para antenas acima do topo dos prédios, o equacionamento para a difração no topo dos prédios, as ferramentas e *softwares* utilizados e os locais escolhidos para a aplicação do modelo desenvolvido.

O Capítulo 4 apresenta os resultados das simulações para os locais escolhidos e a análise do *Delay Spread* e *Power delay profile* para os melhores resultados de cada local.

O capítulo 5 apresenta as conclusões sobre este trabalho de mestrado.

# Capítulo 2

## Fundamentação Teórica

### 2.1 Propagação em Sistemas Rádio móveis

O canal de comunicação rádio móvel impõe limitações fundamentais ao desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. O percurso da informação ou da onda eletromagnética entre transmissor e receptor pode variar de uma simples linha de visada a um percurso seriamente obstruído por edifícios, montanhas, vegetações, a depender do ambiente.

A atenuação sofrida por um sinal de radiofrequência (RF) que se propaga entre as antenas de um transmissor e de um receptor é um fator importante para o cálculo do desempenho de sistemas de comunicações sem fios [Balanis 2012]. Para a propagação de ondas eletromagnéticas, certamente a que ocorre no espaço livre com visada direta entre o transmissor e o receptor é a mais simples, comparando-se com outros meios onde existem uma grande diversidade de parâmetros (obstáculos) a serem considerados.

Os mecanismos existentes na propagação da onda eletromagnética são diversos, mas geralmente podem ser atribuídos à reflexão, difração e espalhamento. A interação desses diversos mecanismos de propagação fazem com que as ondas percorram caminhos diferentes até o receptor, causando interferências construtivas ou destrutivas no sinal, ou seja, o sinal poderá sofrer um aumento na intensidade ou atenuações abruptas em locais específicos. Esse fenômeno é conhecido como propagação por múltiplos percursos ou propagação de multipercurso. De uma forma geral, a intensidade da onda diminui à medida que a distância entre o transmissor e receptor aumenta [Rappaport 2002].

Para a implementação de sistemas de radiocomunicação, são necessários estudos detalhados dos fenômenos que regem a propagação de ondas eletromagnéticas para a construção de modelos matemáticos que permitem calcular a atenuação do sinal recebida por um receptor em um determinado cenário [Mendonça 2002]. O objetivo



dos modelos de propagação é calcular o nível médio da potência recebida do sinal a certa distância do transmissor quando o móvel se move por uma determinada região.

## 2.2 Traçado de Raios (*Ray Tracing*)

A técnica de Traçado de Raios é baseada na Óptica Geométrica (OG) e pode ser facilmente aplicada em métodos para estimar a intensidade do campo eletromagnético para alta frequência. A OG assume que a energia irradiada pelo transmissor pode ser considerada tubos infinitesimalmente pequenos, geralmente chamados de raios [Sarkar et al. 2003]. Os raios representam os caminhos percorridos pelas ondas eletromagnéticas radiadas por uma antena transmissora, sendo a interação dos raios com o ambiente descritos pelos mecanismos de propagação.

Para automatizar a técnica de Traçado de Raios são utilizados mecanismos computacionais para traçar os raios em um determinado cenário e realizar os cálculos do campo eletromagnético. Este processo realiza a propagação da onda eletromagnética levando em consideração o ambiente em relação a seus obstáculos, com finalidade de obter suas interações partindo da origem no transmissor até o receptor.

O cálculo do campo total é obtido pelo somatório vetorial dos campos provenientes dos diversos percursos traçados, calculados através das formulações da OG e pela Teoria Uniforme da Difração (UTD). A Teoria Geométrica da Difração (GTD) e sua extensão uniforme, a Uniforme GTD (UTD), complementa a teoria da OG introduzindo os raios difratados. Desta forma, é possível modelar os raios difratados em objetos considerando os raios que atingem o receptor em regiões de sombra (sem visada direta), ou em ambientes que a difração irá compor o sinal recebido pelo receptor. [Grubisic 2012, Sarkar et al. 2003].

Na literatura são encontrados dois métodos de traçado de raios utilizados no desenvolvimento de modelos de propagação. São eles: O Método SBR (*Shooting and Bouncing Rays*), também conhecido como Método da "Força bruta"; e o Método das Imagens (MI). Ambas as abordagens são utilizadas para fazer os traçados dos raios em um determinado cenário, de modo que, cada técnica possui suas vantagens e desvantagens entre si.

Ambos os métodos lidam com situações tridimensionais. Sendo a precisão dos métodos de traçado de raios para ambientes externos dependem crucialmente da base de dados do local detalhando e atualizado. Estes métodos são utilizados principalmente para a construção de modelos de propagação para a previsão de propagação em microcélulas, proporcionando também uma boa precisão em macrocélulas urbanas [Parsons 2000].

### 2.2.1 *Shooting-and-bouncing ray*(SBR)

O Método SBR (em português, Método dos Raios Forçados), consiste no lançamento de raios, em todas as direções, a partir de uma antena transmissora. Cada raio lançado representa uma porção da frente de onda propagante, sendo possível mapear a propagação partindo de uma antena transmissora até uma antena receptora a partir das interações com os obstáculos existentes no cenário. A Figura 2.1 exemplifica o processo de lançamento dos raios pelo transmissor (Tx) e suas interações com o cenário até o receptor (Rx).

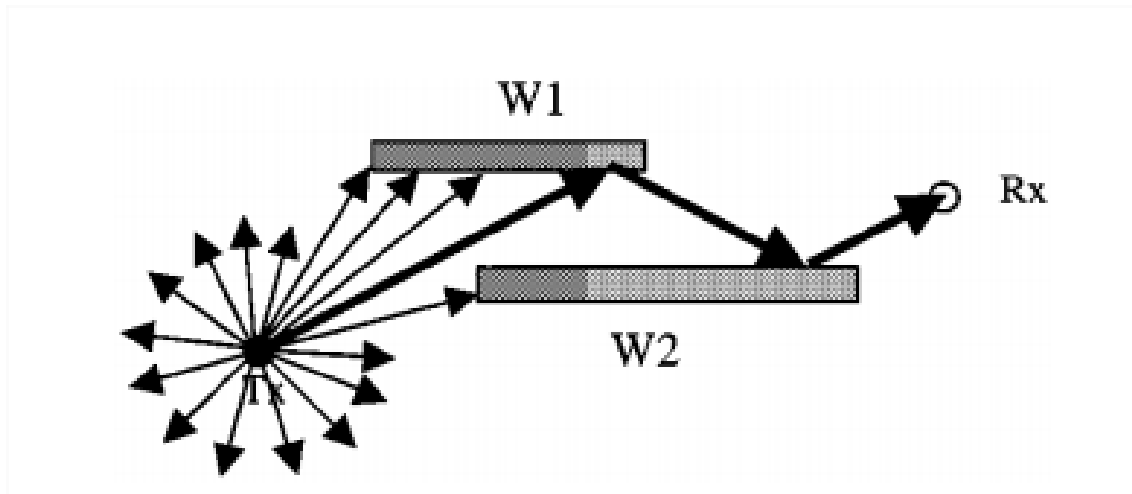


Figura 2.1: Procedimento de lançamento dos raios [Iskander e Yun 2002, p.665].

Quando um objeto é atingido, reflexões e difrações poderão ocorrer ao longo de todo o percurso de propagação, dependendo diretamente da geometria e das propriedades eletromagnéticas do objeto [Iskander e Yun 2002]. Cada raio possui uma trajetória independente, ocasionando em diversas interações com o ambiente, gerando novas fontes de raio. Assim, cada raio é analisado individualmente, pois nem todos os raios chegarão ao receptor.

O lançamento dos raios, a partir do transmissor, é realizada de maneira que cada raio seja lançado com espaçamento angular ( $\alpha$ ) pré-determinado entre eles, conforme ilustrado na Figura 2.2. 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 elétrico total recebido. O raio continuará 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 [Grubisic 2012].

No Método SBR, os raios lançados dificilmente atingirão o ponto exato onde o campo será calculado. Desta forma, é definida uma região circular em torno do ponto de recepção para que o raio seja computado, ou seja, a projeção perpendicular  $d$ , mostrada na Figura 2.2, indica o deslocamento existente entre o raio e o ponto de

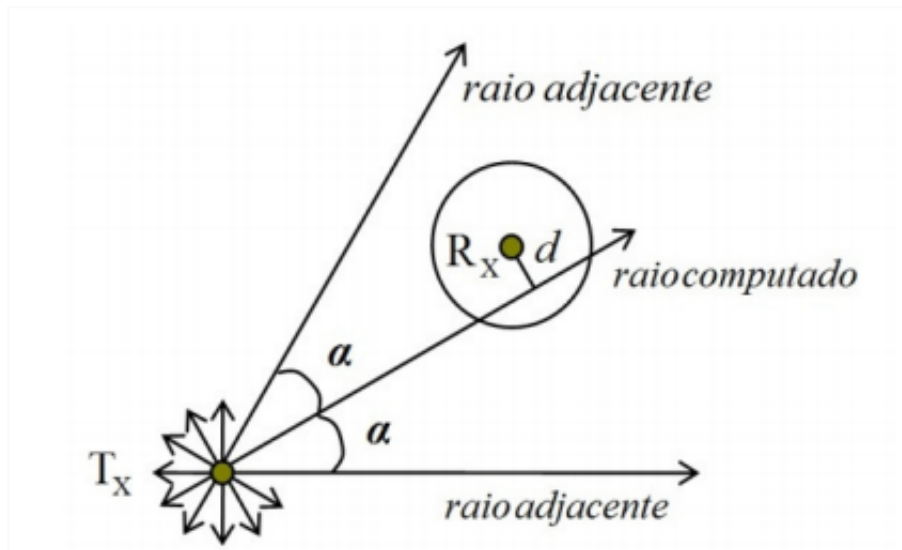


Figura 2.2: Ilustração do Traçado de Raios utilizando o método SBR [Grubisic 2012, p.20].

interesse para o cálculo do campo. Por não ser o ponto exato esse deslocamento gera um erro no cálculo, impossibilitando uma análise mais precisa do sinal.

Quando diversos raios chegam ao receptor, a soma dos erros devido ao deslocamento de cada raio podem comprometer a confiabilidade do cálculo do campo elétrico total. Uma estratégia seria diminuir a distância  $d$  e o espaçamento angular  $\alpha$  de modo a reduzir o erro, mas não eliminando completamente os erros no cálculo. Com a diminuição do ângulo  $\alpha$ , aumenta-se o número de raios, elevando significativamente o tempo computacional, por outro lado, seu algoritmo possui menor complexidade ao ser comparado com outros métodos de traçado de raios [Grubisic 2012].

## 2.2.2 Método das Imagens

O Método das Imagens é um método simples e exato para determinar a trajetória dos raios entre o transmissor e o receptor [Iskander e Yun 2002]. Este método consiste em definir as imagens geradas pelos raios originados de um transmissor, determinando os pontos de reflexão em cada superfície refletora presente no ambiente, resultando no traçado exato do percurso do sinal entre o transmissor e o receptor. Além do fenômeno da reflexão e do raio direto, esse método pode ser utilizado para o traçado do raio oriundo do mecanismo de difração quando os raios atingem as quinas dos obstáculos.

Na Figura 2.3, é apresentada basicamente a ideia do método das imagens. Para um simples caso, a imagem de Tx (transmissor) devido ao obstáculo W1 é primeiramente determinada por Tx1. Em seguida a imagem de Tx1 devido a W2 é calculada (Tx2).

Conectando Rx e Tx2, encontramos o ponto de reflexão (P2) em W2. Mais um ponto de reflexão (P1) é a intersecção do ponto W1 com a linha que conecta P2 e Tx1.

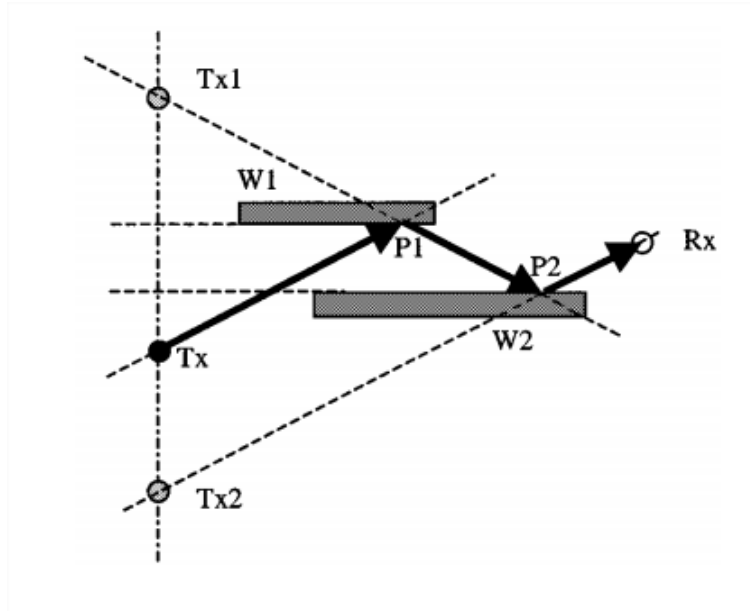


Figura 2.3: Ilustração do método das imagens [Iskander e Yun 2002, p.666].

O método das imagens é preciso, mas sofre de ineficiência quando o número de anteparos envolvidos é grande, pois demanda um alto tempo e custo computacional para determinar todos os pontos de reflexão. Para aplicações reais podem ser utilizadas técnicas especiais, como métodos híbridos e/ou técnicas de aceleração para reduzir o tempo de processamento.

### 2.2.3 Método Híbrido

A partir da combinação entre o Método das Imagens e método SBR é possível construir um método híbrido com as principais vantagens de cada um. O método SBR é utilizado para identificar rapidamente uma possível trajetória de raios entre o transmissor e o receptor, assim quando uma trajetória é encontrada todos os pontos em que os raios serão refletidos são determinados. As posições exatas de reflexão podem então ser encontradas de forma mais precisa pelo Método das Imagens. A combinação destes dois métodos tem a vantagem de ser eficiente (SBR) e de ser preciso (Método das Imagens) [Iskander e Yun 2002].

A Tabela 2.1 apresenta as características do método SBR e o Método das Imagens utilizadas na Técnica de Traçado de Raios.

Tabela 2.1: Comparação das características dos métodos SBR e Método das Imagens[Grubisic 2005, p.23].

	<b>Método SBR</b>	<b>Método das Imagens</b>
<b>Cálculo de campos devido aos raios refletidos</b>	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
<b>Cálculo de campos devido aos raios difratados</b>	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
<b>Cálculo de campos transmitidos através de obstáculos</b>	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
<b>Implementação do <i>software</i></b>	Mais simples	Mais complexa
<b>Cálculo de campos em ambientes <i>outdoor</i></b>	Inviável, pois para longas distâncias Tx-Rx o espaçamento $d$ aumenta, elevando o erro, principalmente na fase do campo	Ideal, pois além de apenas os raios relevantes serem considerados, os percursos são exatos
<b>Cálculo de campos em ambientes <i>indoor</i></b>	Adequado quando o espaçamento angular $\alpha$ 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

## 2.3 Mecanismos da Propagação

### 2.3.1 Reflexão

Uma reflexão ocorre quando uma onda eletromagnética em propagação colide com um obstáculo e retorna ao meio onde estava se propagando. Em um ambiente *indoor* os obstáculos são paredes, portas e divisórias, em ambiente *outdoor* as reflexões acontecem em prédios, solo e telhados. A incidência dessas ondas nesses obstáculos produzem ondas refletidas que podem interferir de forma construtiva ou destrutiva em um receptor. Como por exemplo, o eco na voz em transmissões de telefonia via satélite, os chamados "fantasmas" na imagem nas transmissões de TV e a perda de dados em sistemas de comunicação de dados. [Andersen et al. 1995]

A relação entre a intensidade do campo elétrico das ondas refletidas e transmitidas com a onda incidente no meio de origem é dada pelo Coeficiente de Reflexão de Fresnel e dependem das propriedades do material, polarização, ângulo de incidência e a frequência da propagação de onda [Gonzalez 2009]. A Figura 2.4 ilustra o mecanismo de reflexão quando uma onda colide com um obstáculo.

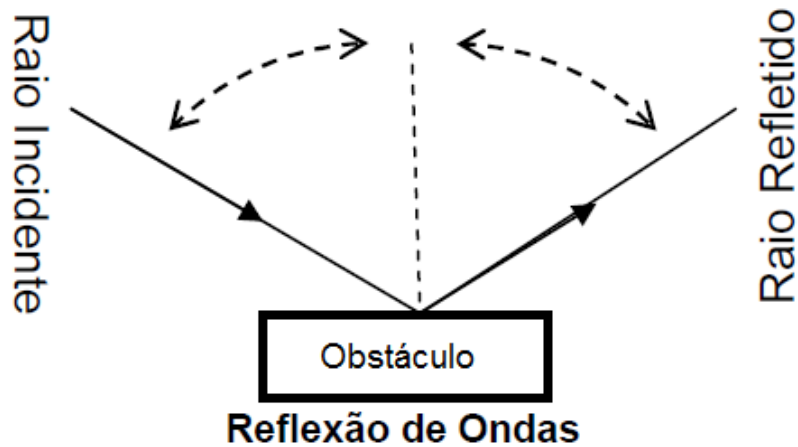


Figura 2.4: Reflexão de Ondas [Gonzalez 2009, p.30](Adaptado pelo autor).

Outro fator importante na reflexão é definido de acordo com a Lei de Snell para a reflexão [Bertoni 2000]. Esta lei define que o ângulo dos raios refletidos  $\theta_r$ , em obstáculos não-curvós, seja igual ao ângulo de incidência  $\theta_i$ . A Figura 2.5 ilustra o ponto de reflexão e o percurso da onda entre transmissor e receptor encontrada por meio da técnica de Traçado de Raios. A distância  $d$  entre a fonte e o segmento deve ser igual a distância entre a imagem e o segmento, encontrado assim o mesmo ângulo de reflexão para o raio refletido.

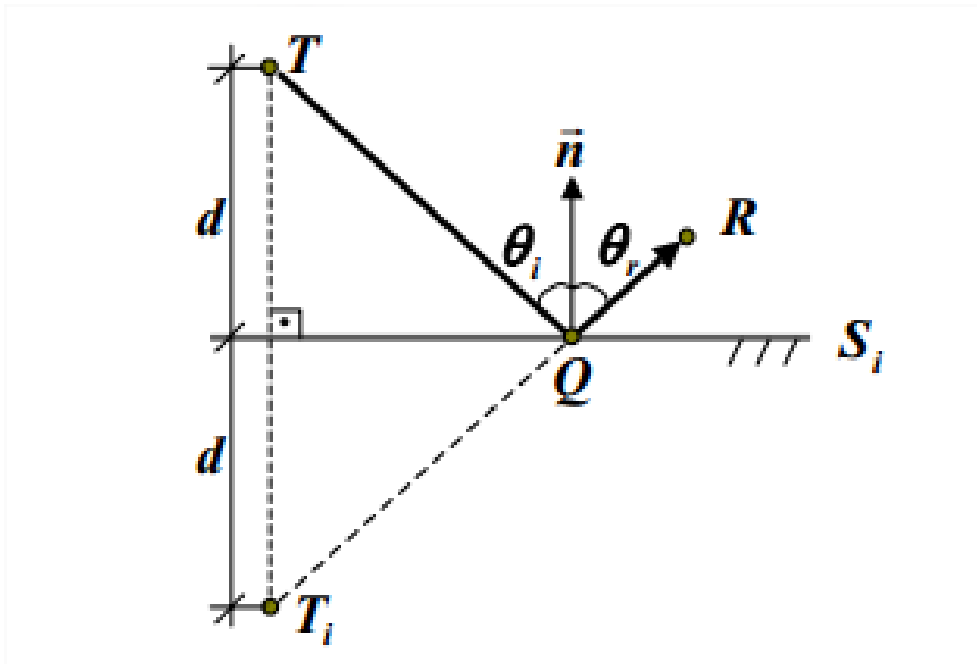


Figura 2.5: Lei de Snell para a reflexão [Grubisic 2012, p.25].

### Coeficiente de Reflexão

Quando uma onda de radiofrequência incide sobre uma superfície, parte dessa onda é refletida ao meio de origem e parte é transmitida ao meio para a qual a onda estava se propagando. Em condutores imperfeitos, a onda de radiofrequência sofre uma mudança tanto na amplitude quanto na fase, ou seja, a amplitude da onda refletida será menor que a amplitude da onda incidente, enquanto a variação na fase pode ser qualquer valor. O coeficiente complexo de reflexão é calculado utilizando os seguintes parâmetros: a condutividade e a permissividade da superfície refletora, o ângulo de incidência, o comprimento de onda e a polarização da onda incidente [Silva 2007].

A Tabela 2.2 mostra as propriedades elétricas para diversos materiais refletores em relação a frequência de operação [Rappaport 2002].

Tabela 2.2: Parâmetros de material nas diversas frequências [Rappaport 2002, p.80].

Material	Permissividade relativa $\epsilon_r$	Condutividade $\sigma$ (s/m)	Frequência(MHz)
Solo fraco	4	0,001	100
Solo típico	15	0,005	100
Solo bom	25	0,02	100
Água do mar	81	5,0	100
Água potável	81	0,001	100
Tijolo	4,44	0,001	4.000
Calcário	7,51	0,028	4.000
Vidro Corning 707	4	0,00000018	1
Vidro Corning 707	4	0,000027	100
Vidro Corning 707	4	0,005	10.000

### Polarização Paralela

A polarização paralela ocorre quando o campo elétrico está orientado paralelamente ao plano de incidência, como ilustrado na Figura 2.6. O coeficiente complexo de reflexão para a polarização paralela é dado pela Equação 2.1 [Silva Jr. e Carrijo 2012].

$$\dot{R}_{\parallel} = \frac{\epsilon'_c \cdot \sin \alpha - \sqrt{\epsilon'_c - \cos^2 \alpha}}{\epsilon'_c \cdot \sin \alpha + \sqrt{\epsilon'_c - \cos^2 \alpha}} \quad \epsilon'_c = \epsilon' - j60\lambda\sigma \quad (2.1)$$

Onde  $\epsilon'_c$  é a permissividade relativa complexa,  $\sigma$  a condutividade e  $\epsilon'$  a constante dielétrica relativa à superfície refletora,  $\lambda$  é o comprimento de onda da radiação incidente e  $\alpha$  é o ângulo de incidência.

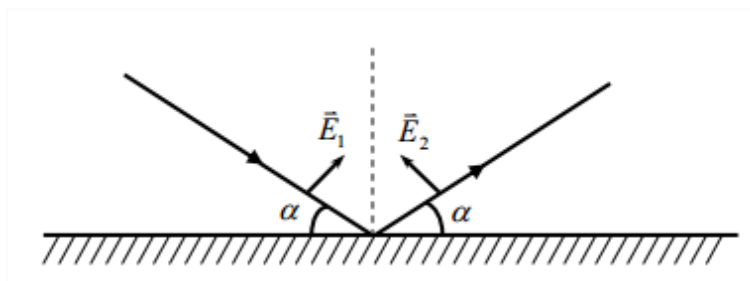


Figura 2.6: Polarização paralela de uma onda incidente [Silva 2007, p.11].



### Polarização Perpendicular

A polarização perpendicular ocorre quando o campo elétrico está orientado perpendicularmente ao plano de incidência, como ilustrado na Figura 2.7. O coeficiente complexo de reflexão para a polarização perpendicular é dado pela Equação 2.2 [Silva Jr. e Carrijo 2012].

$$\dot{R}_{\perp} = \frac{\sin \alpha - \sqrt{\varepsilon'_c - \cos^2 \alpha}}{\sin \alpha + \sqrt{\varepsilon'_c - \cos^2 \alpha}} \quad (2.2)$$

Onde  $\varepsilon'_c$  é a permissividade relativa complexa igualmente ao descrito para a polarização paralela e  $\alpha$  é o ângulo de incidência.

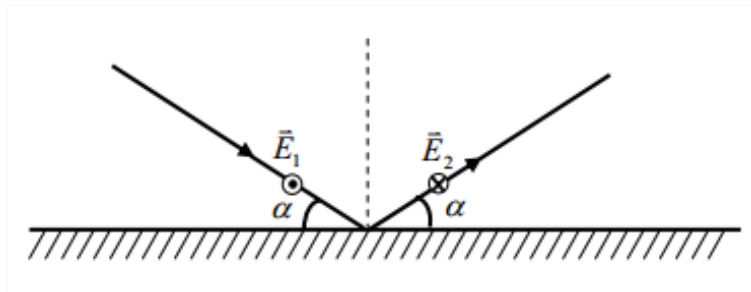


Figura 2.7: Polarização perpendicular de uma onda incidente [Silva 2007, p.13].

### 2.3.2 Difração

A difração permite que sinais de rádio se propaguem ao redor da superfície curva da terra, além do horizonte, e por trás de obstruções onde não há linha de visada com o receptor. Embora a força do campo recebido diminua rapidamente enquanto o receptor se move mais profundamente em direção à região obstruída (região de sombra), o campo de difração ainda existe e normalmente tem força suficiente para produzir um sinal útil [Rappaport 2002]. A região de sombra é quando existe um obstáculo bloqueando a propagação do sinal até o receptor, não existindo a propagação em visada direta nem através de reflexões.

O fenômeno da difração consiste no espalhamento do sinal devido a colisões com regiões de quinas. A difração permite a decomposição do raio incidente em diversos outros raios, ou seja, pelo princípio de Huygens é considerado 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 com diferentes direções e com potências reduzidas, permitindo que haja mais possibilidade de o sinal chegar à antena receptora [Gonzalez 2009, Grubisic 2012]. A Figura 2.8(a) ilustra o princípio de Huygens e a Figura 2.8(b) ilustra o fenômeno da difração num obstáculo.

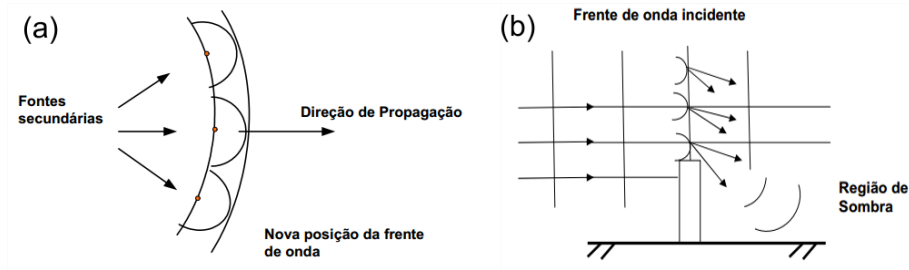


Figura 2.8: (a) Princípio de Huygens; (b) Difração por obstáculos [Gonzalez 2009, p.30-31].

### Teoria Uniforme da Difração

A Teoria Uniforme da Difração (UTD) é um modelo aproximado para o cálculo do campo de difração com base no Traçado de raios. [Qu et al. 2012]. A UTD descreve o campo difratado em termos de contribuições de raios, iniciadas a partir da incidência de uma onda em ambientes dispersores (ex.: cantos de construções, topos de montanhas), para regiões de sombra.

A UTD pode ser utilizada para a construção de modelos bidimensionais (2D) ou tridimensionais (3D) das ondas eletromagnéticas que sofrem difrações em cantos de construções. Em ambos os casos, apesar do espalhamento da onda ao incidir no ponto de difração, apenas é utilizado o percurso que atinge o receptor. Na Figura 2.9 é ilustrado a UTD para uma geometria 2D para a difração.

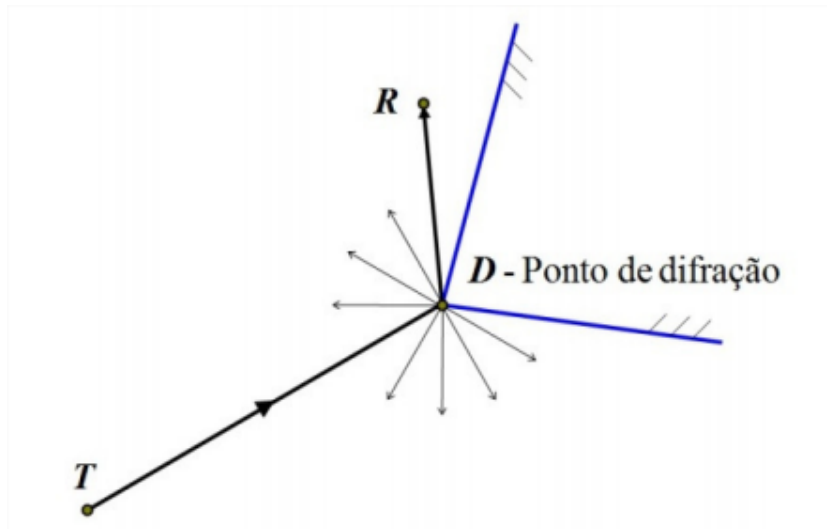


Figura 2.9: Representação bidimensional da difração [Grubisic 2012, p.31].

Na Figura 2.10, um raio incide em uma determinada aresta com certo ângulo produzindo infinitos raios difratados no formato de cone. Na UTD, cada raio difratado é calculado de maneira similar a raios refletidos, bastando multiplicar o campo incidente no ponto de difração por um coeficiente de difração apropriado. Enquanto a difração em cone 2D existe apenas um plano a ser considerado, em 3D a difração em cone existem dois planos diferentes no processo de conta de difração: o plano formado pelo raio incidente e suas projeções sobre 0-face do cone, e o plano formado pelos raios difratados e suas projeções sobre a n-face do cone [Silva Jr. et al. 2011].

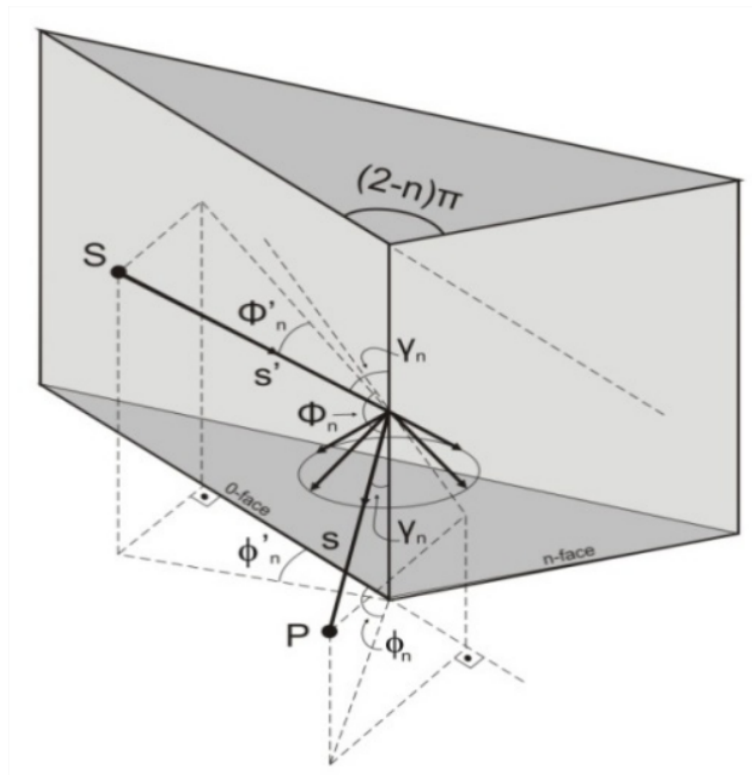


Figura 2.10: Geometria 3D para a difração utilizando a UTD [Silva Jr. et al. 2011, p.573].

### 2.3.3 Espalhamento

O espalhamento ocorre quando as ondas eletromagnéticas se encontram com obstáculos com tamanhos da mesma dimensão ou menor que seu comprimento de onda, ou seja, quando a razão entre a velocidade da luz e a frequência da onda é menor ou igual à dimensão do obstáculo. O espalhamento obedece aos mesmos princípios físicos da difração espalhando a energia do sinal do transmissor em muitas direções [Gonzalez 2009].

O sinal recebido em um ambiente de rádio móvel normalmente é mais forte do que é previsto pelos modelos de reflexão e difração, pois quando uma onda de rádio atinge

uma superfície áspera, a energia refletida é espalhada em todas as direções, devido ao espalhamento. Objetos como postes e árvores tendem a espalhar a energia em todas as direções, oferecendo assim energia de rádio adicional em um receptor ou prejudicando a recepção do sinal [Rappaport 2002].

Vegetações e arbustos são altamente prejudiciais ao sinal de altas frequências. Esses tipos de barreiras geralmente são encontrados na forma de *clusters* (agrupamento) o que dificulta ainda mais a propagação do sinal ao longo de um percurso. Galhos de árvores e folhas também causam perda e o espalhamento do sinal, resultando em um forte componente de multipercurso que varia de acordo com o movimento das folhas e galhos ao vento [Olufemi et al. 2013].

Como as árvores se movem com o vento, o sinal recebido através deles contém muitos componentes de várias direções que variam rapidamente com o tempo, devido às variações contínuas na energia absorvida e refletida [Olufemi et al. 2013]. São ilustrados na Figura 2.11 os componentes do sinal ao se deparar com folhas de uma árvore.



Figura 2.11: Sinal Incidente (I), Transmitido (T), Absorvido (A) e Refletido (R) folhas de árvores [Olufemi et al. 2013, p.13].

## 2.4 Caracterização do Canal Rádio móvel

As ondas de rádio transmitidos pelas ERBs chegam de diferentes direções com diferentes atrasos de propagação até os receptores por causa dos sinais refletidos nos edifícios, pelos raios difratados por cima e/ou em torno dos edifícios, pelos raios refletidos no solo e raio direto. O sinal recebido pela estação móvel em qualquer ponto no espaço pode consistir de um grande número de ondas planas com amplitudes, fases e ângulos distribuídos aleatoriamente.

Essas componentes de multipercurso se combinam vetorialmente na antena receptora e podem fazer com que o sinal recebido pela estação móvel se distorça e seja atenuado. Mesmo com o receptor móvel em estado estacionário o sinal poderá sofrer interferências construtivas ou destrutivas devido a circulação de automóveis no ambiente de propagação do sinal, melhorando ou atenuando drasticamente o sinal recebido [Parsons 2000].

A Figura 2.12 ilustra possibilidades dos mecanismos de propagação atingir uma estação móvel, esse mecanismo é denominado multipercurso.

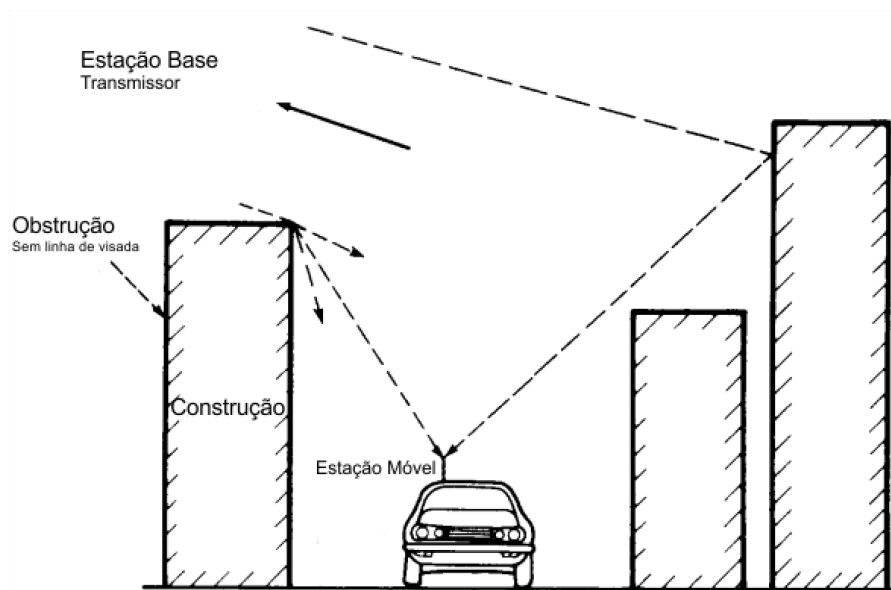


Figura 2.12: Propagação em áreas urbanas [Parsons 2000, p.115].

O multipercurso nos sistemas de comunicações sem fios é caracterizado pelo 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, provocando atenuação 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 [Grubisic 2012].

Os três principais efeitos do multipercurso são [Grubisic 2012]:

- 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.

## 2.5 Modelos de Propagação

A propagação de ondas eletromagnéticas é um problema não trivial porque a perda de percurso é completamente dependente de um ambiente específico [Burbank et al. 2011]. Um ambiente de deserto, de selva, um ambiente rural ou urbano, possuem diferentes características de propagação o que afeta diretamente na perda de percurso, ou seja, a depender do ambiente a atenuação sofrida de um sinal de RF pode ser maior ou menor entre um transmissor e receptor em uma mesma distância.

Os modelos de propagação geralmente são classificados em duas categorias: Larga Escala e Pequena Escala [Burbank et al. 2011]. Modelos de propagação em Larga Escala são utilizados para prever a potência média do sinal quando existe uma distância, da ordem de centenas ou milhares de metros, de separação entre o transmissor e o receptor. Modelos de Pequena Escala são utilizados para caracterizar flutuações rápidas da potência do sinal recebido quando o móvel é deslocado a distâncias curtas do transmissor ou intervalos de tempos muito curtos. Esses modelos estão associados com a previsão da atenuação do sinal referente ao efeito de multipercurso do sinal.

A Figura 2.13 ilustra as variações da potência recebida devidas ao desvanecimento de pequena escala e de larga escala do canal rádio móvel em função da distância entre o transmissor e o receptor.

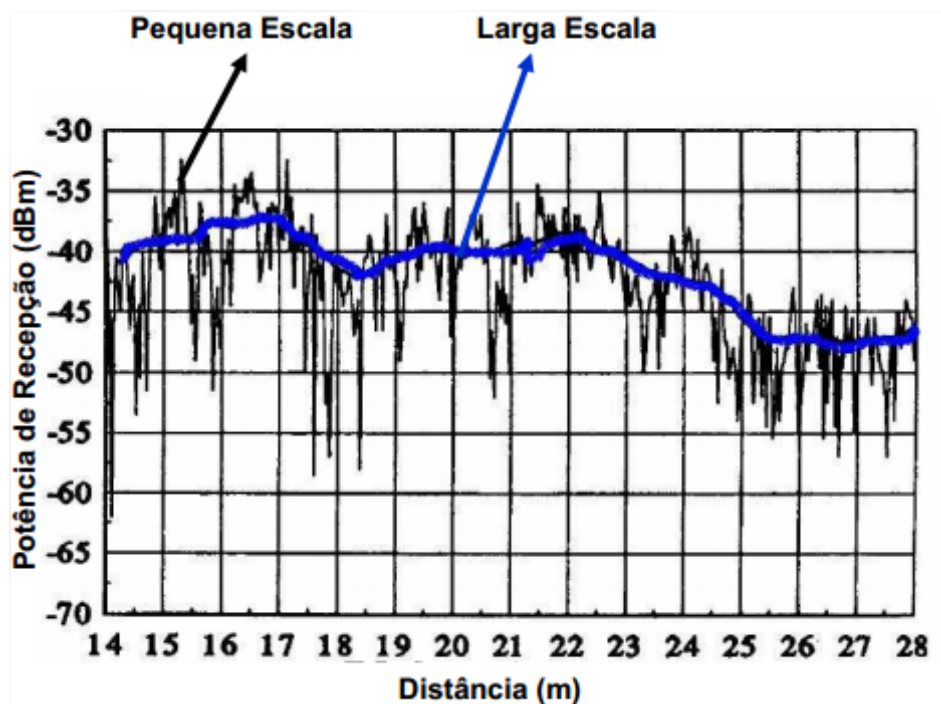


Figura 2.13: Variações de Larga e Pequena Escala [Rappaport 2002, p.73].

Quando um móvel se desloca para longe do transmissor, a grandes distâncias, a média local do sinal recebido vai gradualmente decaindo, pois os mecanismos de propagação (reflexões, difrações e espalhamentos) contribuem para a atenuação do sinal no ponto de recepção, ou seja, os efeitos de propagação determinam as flutuações rápidas e lentas do sinal em torno de seu valor médio no receptor. As atenuações sofridas pelos sinais dependem necessariamente das características do meio que se propaga, ou seja, o comportamento do sinal irá se propagar de forma diferente em meios urbanos, suburbanos e rurais [Meza 2013].

Para prever o comportamento desses sinais em um determinado ambiente é necessário um bom planejamento com a elaboração de modelos de propagação. Os modelos de propagação são utilizados na predição da potência do sinal recebido em torno de uma certa distância do transmissor. Esses modelos levam em consideração o tipo cenário aonde o sinal irá se propagar. Na literatura, existem diversos modelos que permitem estimar a potência do sinal de recepção para diferentes tipos de cenários, esses modelos são caracterizados em dois tipos: Modelos de Propagação Empíricos ou Modelos de Propagação Determinísticos.

### 2.5.1 Modelos de Propagação Empíricos

Os Modelos Empíricos são modelos matemáticos construídos a partir de uma bateria de medições realizadas em campo. De posse dessas medições, para uma ou várias regiões, são elaboradas expressões matemáticas que fornecem um valor médio aproximado da atenuação do sinal para o ambiente o qual foram feitas as medições. Estes modelos são de fácil aplicação e contemplam a maioria dos fatores que estão presentes na composição de um sinal, porém tendem a fornecer resultados imprecisos e não confiáveis quando são aplicados a locais diferentes de onde foram feitas as medias e que possuem características geográficas parecidas.

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 ao aplica-los em outras regiões com características semelhantes. Os modelos empíricos continuam sendo práticos e utilizados por apresentarem baixo custo computacional para a predição dos sinais dos mais variados cenários [Grubisic 2012].

Na literatura existem vários modelos empíricos, utilizados especialmente em ambiente abertos (*outdoor*). A Tabela 2.3 apresenta alguns modelos mais utilizados.

## 2.5.2 Modelos de Propagação Determinísticos

Os Modelos Determinísticos são expressões matemáticas construídas a partir da teoria eletromagnética, ou óptica geométrica, que descrevem o comportamento do sinal em termos matemáticos. Para a construção de um modelo determinístico são necessários: a bases de dados geográficos, a topologia do meio e características físicas do terreno.

Estes métodos predizem com maior precisão o comportamento do sinal ao longo da sua transmissão desde o receptor até o transmissor. Como exemplos pode-se citar: Modelo de Espaço Livre, Modelo de *Shadowing*, Modelo de Traçado de Raios (*Ray Tracing*), Modelo de 2 Raios e modelo de 6 Raios [Gonzalez 2009].

Para o desenvolvimento de modelos determinísticos, é ideal utilizar características encontradas pelos raios, tais como os materiais que compõem os solos e prédios. A rugosidade do solo é um parâmetro importante para determinar com precisão a atenuação dos raios incidentes no solo que sofrem reflexões no solo, pois reduz o campo elétrico de acordo com a amplitude dada pelo coeficiente de reflexão. Para as reflexões laterais nas partes planas dos prédios, ou a ocorrência de múltiplas reflexões laterais, o campo elétrico será proporcional à amplitude do coeficiente de reflexão da superfície dos prédios referente ao número de reflexões sofridas [Silva 2007].

## 2.6 Análise Vetorial

Nessa seção serão descritos o modelo de Dois Raios sem Aproximações (aplicado em rodovias e estradas sem a presença de estruturas laterais ao longo do percurso) e os mecanismos de propagação para a aplicação em um modelo de tridimensional de guia de ondas, considerando quatro formas diferentes, são elas: 1) Raio direto; 2) Com uma reflexão no solo; 3) com múltiplas reflexões laterais; 4) com reflexões do tipo lateral-solo.

### 2.6.1 Modelo Geométrico de Dois Raios sem Aproximações

O Modelo de Dois Raios é um modelo determinístico baseado na óptica geométrica utilizando o Traçado de Raio, considerando os raios diretos e os raios refletidos no solo entre o transmissor e o receptor. Na propagação entre duas antenas, separadas por uma distância relativamente pequena, pode-se desconsiderar a curvatura da terra, tratando a superfície como plana e como uma superfície lisa [Silva 2007].

A Figura 2.14 ilustra o modelo de Dois Raios sem Aproximações para a polarização paralela, sendo considerado duas antenas com tamanhos  $h_A$  e  $h_B$ , separados por uma distância  $r$ .



Tabela 2.3: Exemplos de modelos Empíricos [Grubisic 2012, p.11].

<b>Modelo</b>	<b>Metodologia de Criação</b>	<b>Faixa de Frequência(MHz)</b>
Allsebrook	Medições em cidades Inglesas	75 a 450
Okumura-Hata	Medições na cidade de Tóquio, Japão	150, 450 e 900
COST 231-Hata	Adaptação ao Okumura-Hata original	1500-2000
Lee	Medições em diversas cidades com características diferentes	Diversas frequências
Ibrahim e Parsons	Medições em Londres	168, 445 e 900
McGeehan e Griffiths	Obtido de uma modificação da equação de plano de terra	Diversas frequências
Atefi e Parsons	Extraí empiricamente a perda de percurso média em um ambiente urbano	Diversas frequências
Sakagami-Kuboi	Semelhante ao anterior, porém, exige informações mais detalhadas do ambiente em questão	450-2.200
Ikegami	Derivado de simulações utilizando traçado de raios (GTD/GO), em uma cidade modelo com prédios de altura uniforme	>300
Walfisch e Bertoni	Derivado de uma cidade modelo com prédios de altura e distância uniformes	>300
Xia e Bertoni	Estendido para possibilitar simulações com transmissor posicionado tanto abaixo como acima dos telhados	>300
COST 231-WalfischIkegami	Baseado no modelo Walfisch e Bertoni e Ikegami, incluindo algumas correções empíricas para as características de cidades europeias	800-2.000
Stanford University Interim(SUI)	Adotado para faixa de 3,5 GHz (redes padrão IEEE 802.16)	3,5 GHz

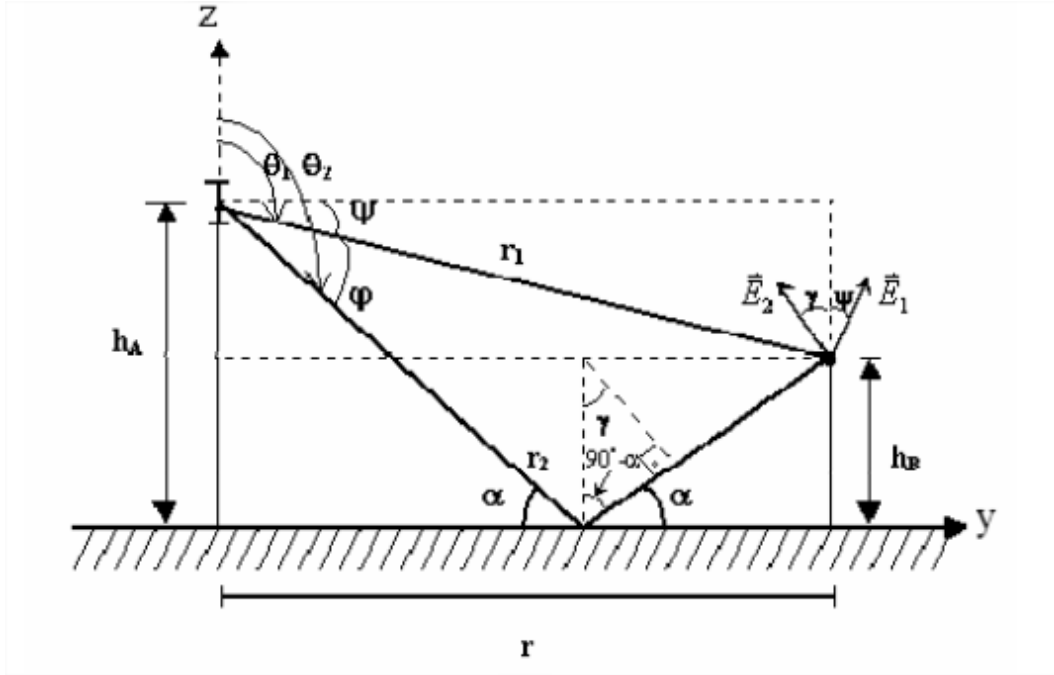


Figura 2.14: Modelo de Dois Raios sem Aproximações [Silva 2007, p.34].

Nesse modelo, os dois raios chegam a antena receptora a partir de uma antena transmissora, sendo que um raio atinge diretamente (raio 1, com tamanho  $r_1$ ) o ponto de recepção, quando o outro sofre uma reflexão no solo (raio 2, com tamanho  $r_2$ ) antes de atingir o ponto de recepção. O campo elétrico total gerado pelos dois raios no ponto de recepção é dado por:

$$\bar{E}_T = \bar{E}_1 + \bar{E}_2 \quad (2.3)$$

Onde  $\bar{E}_1$ , gerado pelo raio 1, é dado por:

$$\bar{E}_1 = E_0 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkr_1}}{r_1} G(\theta_1) \cdot \bar{a}_{\theta_1} \quad (2.4)$$

$$\bar{a}_{\theta_1} = \text{sen}\psi \cdot \bar{a}_y + \text{cos}\psi \cdot \bar{a}_z$$

Onde  $\bar{E}_2$ , gerado pelo raio 2, é dado por:

$$\bar{E}_2 = \hat{R}_{\parallel} E_0 e^{j\omega t} \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} G(\theta_2) \cdot \bar{a}_{\theta_2} \quad (2.5)$$

$$\bar{a}_{\theta_2} = -\text{sen}\gamma \cdot \bar{a}_y + \text{cos}\gamma \cdot \bar{a}_z$$

Onde  $\hat{R}_{\parallel}$  é o coeficiente de reflexão,  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $G(\theta_1)$  e  $G(\theta_2)$  são o padrão de radiação da antena transmissora para os raios  $r_1$  e  $r_2$ , respectivamente.

Para determinar o campo elétrico total,  $\bar{E}_T$ , são necessários conhecer os valores de  $r$  e as alturas das antenas,  $h_A$  e  $h_B$ , sendo estes parâmetros iniciais para o cálculo do modelo. Para determinar  $R$  é necessário calcular o coeficiente complexo de reflexão (descrito na seção 2.3.1), os ângulos  $\theta_1$ ,  $\theta_2$ ,  $\psi$  e  $\gamma$  e as distâncias dos raios  $r_1$  e  $r_2$  são calculados geometricamente pela observação da Figura 2.14, como descritos em [Silva 2007].

## 2.6.2 Guia de Ondas de Rua Tridimensional para Polarização vertical

Nesta seção serão apresentadas as equações generalizadas dos mecanismos de propagação que atingirão o ponto recepção para serem utilizados em um modelo tridimensional. Imaginando-se um guia de ondas de rua, os mecanismos considerados são: Raio Direto, Raio Refletido no solo, Múltiplas reflexões nas laterais do guia de ondas, Reflexões do tipo Lateral-Solo e raios difratados nas bordas das construções.

### Incidência Direta do Raio

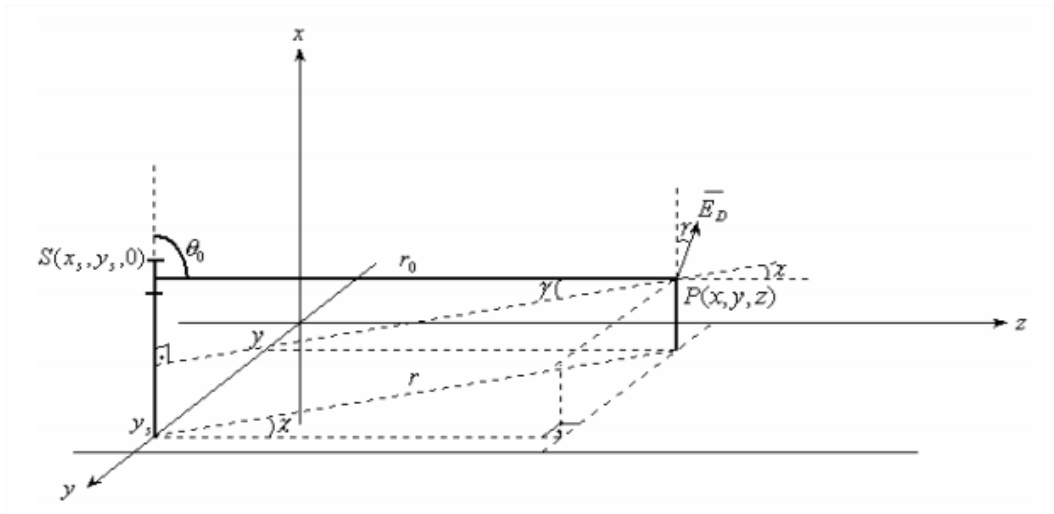


Figura 2.15: Incidência direta no ponto P do raio oriundo da fonte S [Silva 2007, p.214].

Para a incidência direta do raio, ilustrado na Figura 2.15, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_D = \frac{E_0}{r_0} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_0} \cdot G(\theta_0) \cdot \bar{a}_{\theta_D} \quad (2.6)$$

$$\bar{a}_{\theta_D} = (\cos\gamma) \cdot \bar{a}_x - (\sin\gamma \cdot \sin\chi) \cdot \bar{a}_y + (\sin\gamma \cdot \cos\chi) \cdot \bar{a}_z$$

Onde,  $E_0$  é uma constante,  $r_0$  é a distância percorrida pelo raio,  $k = 2\pi/\lambda$  e  $G(\theta_0)$  é o padrão da radiação de um dipolo ideal [Silva 2007].

### Reflexão no Solo

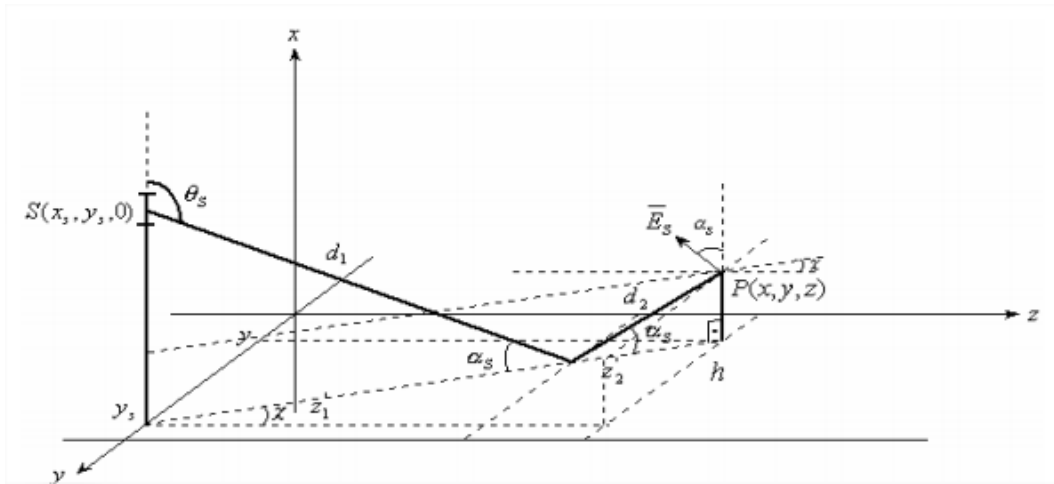


Figura 2.16: Raio oriundo da fonte S sobre reflexão no solo antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.215].

Para a incidência do raio refletido no solo, ilustrado na Figura 2.16, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_s = \dot{R}_{\parallel} \cdot \frac{E_0}{r_s} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_s} \cdot G(\theta_s) \cdot \bar{a}_{E_s} \quad (2.7)$$

$$\bar{a}_{E_s} = (\cos\alpha_s) \cdot \bar{a}_x + (\sin\alpha_s \cdot \sin\chi) \cdot \bar{a}_y - (\sin\alpha_s \cdot \cos\chi) \cdot \bar{a}_z$$

Onde,  $\dot{R}_{\parallel}$  é o coeficiente de reflexão (descrito na seção 2.3.1),  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $r_s$  e  $\alpha_s$  é a distância percorrida pelo raio e seu respectivo ângulo de incidência [Silva 2007].

### Reflexões Laterais

Para as reflexões nas laterais de um guia de ondas tridimensional há quatro tipos de generalizações: Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior, Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior, Reflexão Lateral-Solo com Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior e Reflexão Lateral-Solo com Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior.

**Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior ( $y = h$ )**

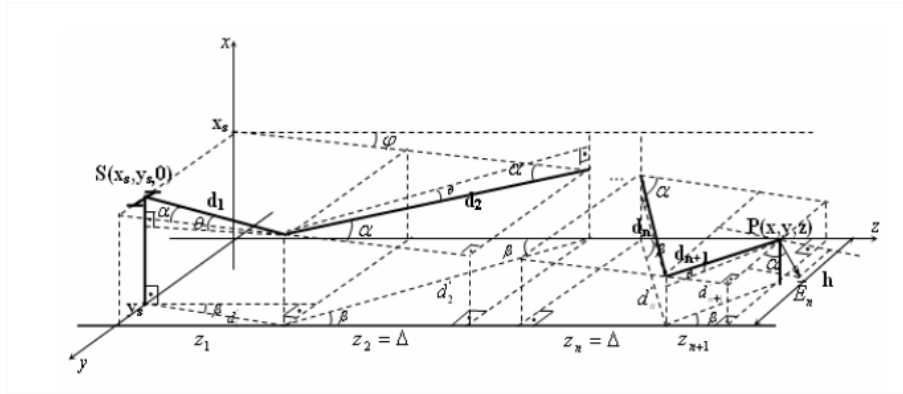


Figura 2.17: Raio oriundo da fonte S sofre  $n$  reflexões ímpares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.215].

Ao se considerar  $n$  reflexões nas laterais do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.17, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_L = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \bar{a}_{E_n} \quad (2.8)$$

$$\bar{a}_{E_L} = (\cos\theta) \cdot \bar{a}_x - (\sen\theta \cdot \sen\beta) \cdot \bar{a}_y + (\sen\theta \cdot \cos\beta) \cdot \bar{a}_z$$

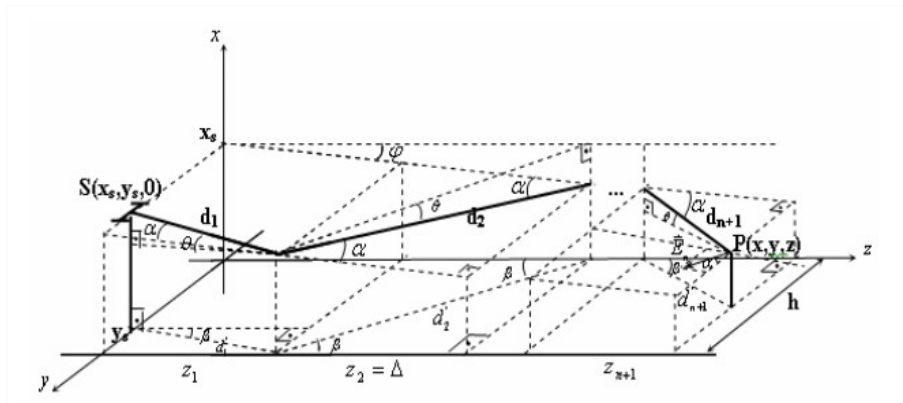


Figura 2.18: Raio oriundo da fonte S sofre  $n$  reflexões pares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.218].

Ao se considerar  $n$  reflexões nas laterais do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.18, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_L = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \bar{a}_{E_n} \quad (2.9)$$

$$\bar{a}_{E_L} = (\cos\theta).\bar{a}_x + (\text{sen}\theta.\text{sen}\beta).\bar{a}_y + (\text{sen}\theta.\cos\beta).\bar{a}_z$$

Para ambos os casos,  $\dot{R}$  é o coeficiente complexo de reflexão (descrito na seção 2.3.1),  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$  e  $r_n$  é a distância percorrida pelo raio [Silva 2007].

**Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior ( $y = 0$ )**

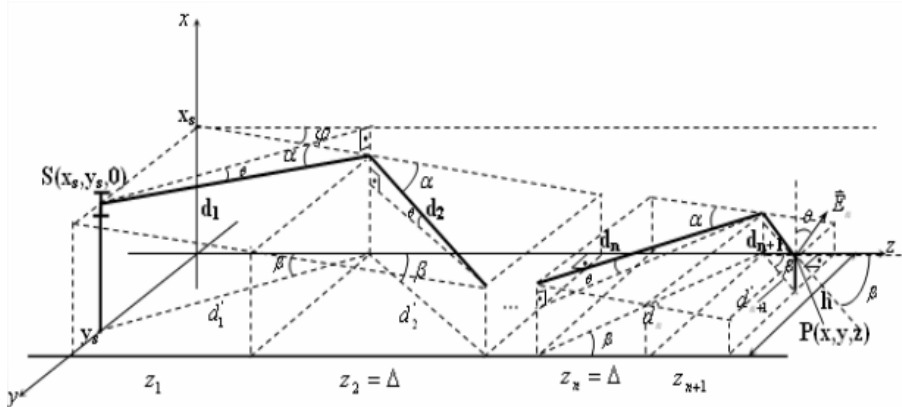


Figura 2.19: Raio oriundo da fonte S sofre  $n$  reflexões ímpares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.219].

Ao se considerar  $n$  reflexões nas laterais do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.19, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_L = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \bar{a}_{E_n} \tag{2.10}$$

$$\bar{a}_{E_L} = (\cos\theta).\bar{a}_x + (\text{sen}\theta.\text{sen}\beta).\bar{a}_y + (\text{sen}\theta.\cos\beta).\bar{a}_z$$

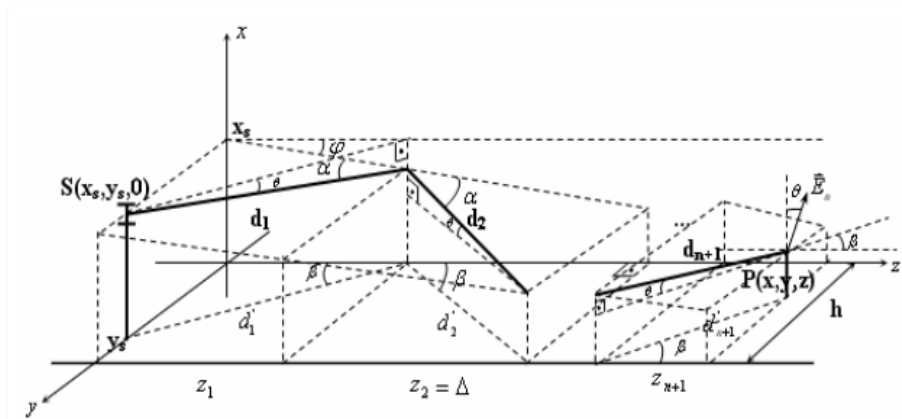


Figura 2.20: Raio oriundo da fonte S sofre  $n$  reflexões pares nas laterais antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.220].

Ao se considerar  $n$  reflexões nas laterais do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.20, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_L = \dot{R}_\perp^n \cdot \frac{E_0}{r_n} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_n} \cdot G(90^\circ + \theta) \cdot \bar{a}_{E_n} \quad (2.11)$$

$$\bar{a}_{E_L} = (\cos\theta) \cdot \bar{a}_x - (\sen\theta \cdot \sen\beta) \cdot \bar{a}_y + (\sen\theta \cdot \cos\beta) \cdot \bar{a}_z$$

Para ambos os casos,  $\dot{R}$  é o coeficiente complexo de reflexão (descrito na seção 2.3.1),  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$  e  $r_n$  é a distância percorrida pelo raio [Silva 2007].

### Reflexão Lateral-Solo com Primeira Reflexão na Borda Lateral Superior

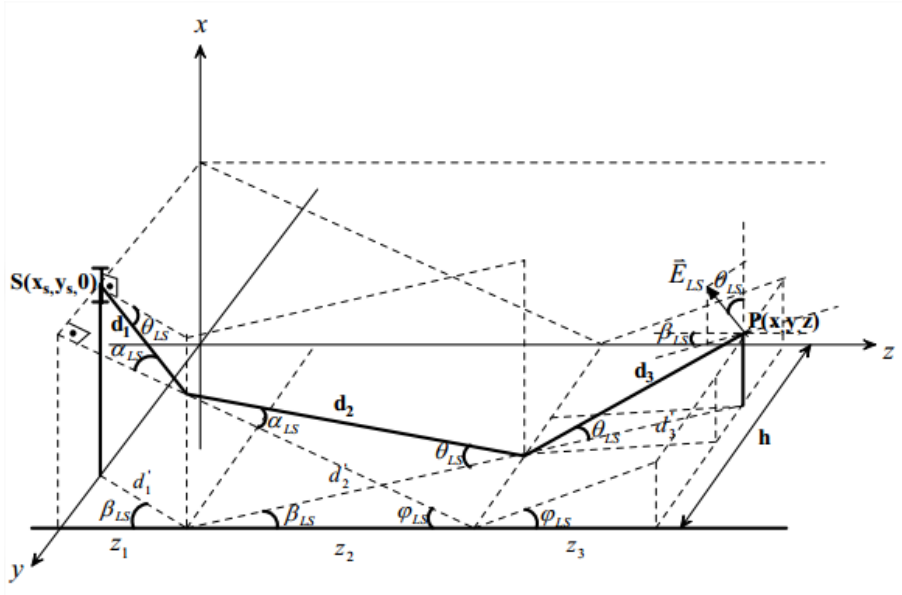


Figura 2.21: Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral superior e no solo antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.222].

Ao se considerar  $n$  reflexões nas laterais do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.21, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_{LS} = \dot{R}_\perp^{(\alpha_{LS})} \cdot \dot{R}_\parallel^{(\theta_{LS})} \cdot \frac{E_0}{r_{LS}} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_{LS}} \cdot G(90^\circ + \theta_{LS}) \cdot \bar{a}_{E_{LS}} \quad (2.12)$$

$$\bar{a}_{E_{LS}} = (\cos\theta_{LS}) \cdot \bar{a}_x + (\sen\theta_{LS} \cdot \sen\beta_{LS}) \cdot \bar{a}_y - (\sen\theta_{LS} \cdot \cos\beta_{LS}) \cdot \bar{a}_z$$

Onde,  $\dot{R}_\perp^{(\alpha_{LS})}$  e  $\dot{R}_\parallel^{(\theta_{LS})}$  são os coeficientes de reflexão, calculados como indicado na seção 2.3.1,  $\alpha_{LS}$  e  $\theta_{LS}$  são seus respectivos ângulos de incidência,  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$  e  $r_{LS}$  é a distância percorrida pelo raio [Silva 2007].

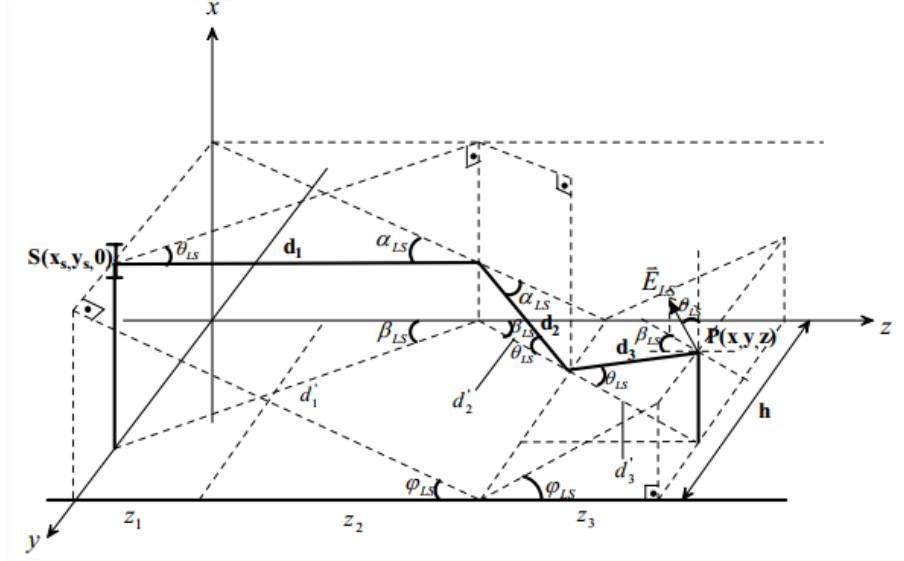
**Reflexão Lateral-Solo com Primeira Reflexão na Borda Lateral Inferior**


Figura 2.22: Raio oriundo da fonte S sofre reflexões na lateral inferior e no solo antes de atingir o ponto P [Silva 2007, p.223].

Ao se considerar  $n$  reflexões nas laterais do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.22, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_{LS} = \dot{R}_{\perp}^{(\alpha_{LS})} \cdot \dot{R}_{\parallel}^{(\theta_{LS})} \cdot \frac{E_0}{r_{LS}} \cdot e^{j\omega t} \cdot e^{-jkr_{LS}} \cdot G(90^\circ + \theta_{LS}) \cdot \bar{a}_{E_{LS}} \quad (2.13)$$

$$\bar{a}_{E_{LS}} = (\cos\theta_{LS}) \cdot \bar{a}_x - (\sin\theta_{LS} \cdot \sin\beta_{LS}) \cdot \bar{a}_y - (\sin\theta_{LS} \cdot \cos\beta_{LS}) \cdot \bar{a}_z$$

Onde,  $\dot{R}_{\perp}^{(\alpha_{LS})}$  e  $\dot{R}_{\parallel}^{(\theta_{LS})}$  são os coeficientes de reflexão, calculados como indicado na seção 2.3.1,  $\alpha_{LS}$  e  $\theta_{LS}$  são seus respectivos ângulos de incidência,  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$  e  $r_{LS}$  é a distância percorrida pelo raio [Silva 2007].

**Difração nas Bordas ( $z > 0$ )**

Ao se considerar difrações nas bordas dos prédios do guia de ondas, como ilustrado na Figura 2.23, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_n = E_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot \frac{e^{-jks'_n}}{s'_n} \cdot \dot{D}_{\parallel} \cdot A(s'_n, s_n) \cdot e^{-jks_n} \cdot G(90^\circ + \theta_n) \cdot \bar{a}_{E_n} \quad (2.14)$$

$$\bar{a}_{E_n} = (\cos\theta_n) \cdot \bar{a}_x + (\sin\theta_n \cdot \sin\Gamma_n) \cdot \bar{a}_y + (\sin\theta_n \cdot \cos\Gamma_n) \cdot \bar{a}_z$$

Onde,  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $A(s'_n, s_n)$ ,  $s'_n$  é a distância entre o transmissor e o ponto de difração,  $s_n$  é a distância entre o ponto de difração e o receptor e  $\dot{D}_{\parallel}$  é o coeficiente de difração 3D desenvolvido em [Silva Jr. et al. 2011].





$$\bar{E}_z = \left( \begin{array}{c} \dot{E}_D \cdot \text{sen} \gamma \cdot \text{cos} \chi - \dot{E}_S \cdot \text{sen} \alpha_s \cdot \text{sen} \chi \\ + \sum^{n_{\text{ímpar}}} \dot{E}_{L_{\text{sup}}} \cdot \text{sen} \theta \cdot \text{cos} \beta + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{L_{\text{inf}}} \cdot \text{sen} \theta \cdot \text{cos} \beta \\ + \sum^{n_{\text{par}}} \dot{E}_{L_{\text{sup}}} \cdot \text{sen} \theta \cdot \text{cos} \beta + \sum^{n_{\text{ímpar}}} \dot{E}_{L_{\text{inf}}} \cdot \text{sen} \theta \cdot \text{cos} \beta \\ - \dot{E}_{L_{\text{sup}}} \cdot \text{sen} \theta_{LS} \cdot \text{cos} \beta_{LS} - \dot{E}_{L_{\text{inf}}} \cdot \text{sen} \theta_{LS} \cdot \text{cos} \beta_{LS} \\ + \dot{E}_n \cdot \text{sen} \theta_n \cdot \text{cos} \Gamma_n \end{array} \right) \bar{a}_y \quad (2.18)$$

$$\chi = \arctan \left[ \frac{y_s - y}{z} \right] \quad (2.19)$$

$$\alpha_s = \arctan \left[ \frac{(x_s + x) \cdot \text{cos} \chi}{z} \right] \quad (2.20)$$

$$\gamma = \arctan \left[ \frac{(x_s - x) \cdot \text{cos} \chi}{z} \right] \quad (2.21)$$

$$\theta = \arctan \left[ \frac{(x_s - x) \cdot \text{cos} \beta}{z} \right] \quad (2.22)$$

$$\theta_n = \arctan \left[ \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2} \right] \quad (2.23)$$

$$\Gamma_n = \arctan \left[ \frac{y}{z - dx} \right] \quad (2.24)$$

### 1ª Reflexão na Borda Superior

$$\text{n ímpar: } \beta = \arctan \left[ \frac{(n+1) \cdot h - y_s - y}{z} \right] \quad (2.25)$$

$$\text{n par: } \beta = \arctan \left[ \frac{n \cdot h - y_s + y}{z} \right] \quad (2.26)$$

$$\beta_{LS} = \arctan \left[ \frac{2 \cdot h - y_s - y}{z} \right] \quad (2.27)$$

### 1ª Reflexão na Borda Inferior

$$\text{n ímpar: } \beta = \arctan \left[ \frac{(n-1) \cdot h + y_s + y}{z} \right] \quad (2.28)$$

$$\text{n par: } \beta = \arctan \left[ \frac{n \cdot h + y_s - y}{z} \right] \quad (2.29)$$

$$\beta_{LS} = \arctan \left[ \frac{y_s + y}{z} \right] \quad (2.30)$$

### 2.6.3 Guia de Ondas Tridimensional de Multifendas

Como as antenas transmissoras estão abaixo da linha do topo dos prédios, as ruas transversais são então modeladas como fendas e as faces dos prédios como anteparos, constituindo um guia de ondas de multifendas, como ilustrado na Figura 2.24 [Silva 2007].

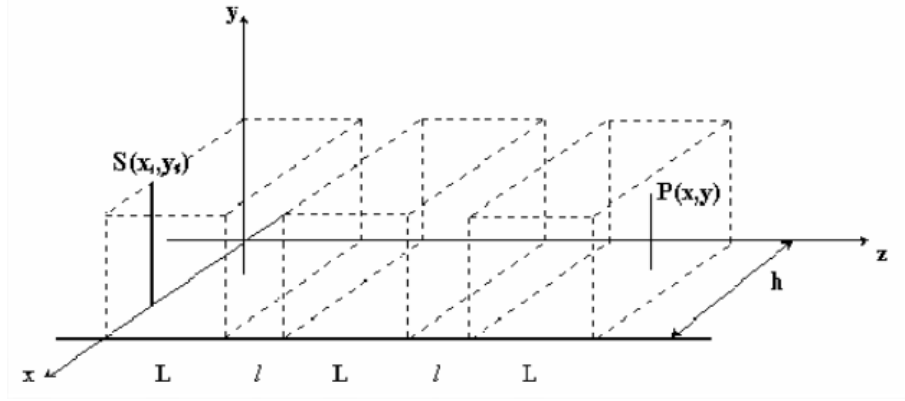


Figura 2.24: Guia de ondas tridimensional com fendas [Silva 2007, p.252].

Desta forma as fendas são situadas entre as seguintes coordenadas:

1ª Fenda:  $L < z < L + l$

2ª Fenda:  $2L + l < z < 2L + 2l$

3ª Fenda:  $3L + 2l < z < 3L + 3l$

qª Fenda:  $qL + (q-1)l < z < (q+1)L + ql$

Uma vez identificadas as posições das fendas, restam-se conhecer os pontos que um raio sofrerá um reflexão nas laterais do guia de ondas. Caso o raio não sofra uma reflexão o mesmo é descartado do cálculo do campo elétrico total. Para os casos das reflexões nas laterais do guia de ondas, têm-se  $n$  reflexões, conforme indicado abaixo:

1ª Reflexão na Borda Superior ( $n$  Reflexões -  $n$  Ímpar): Tem-se  $n$  reflexões em  $z_1, \dots$ , e em  $z_1 + (n-1)\Delta$ , é dado pela Equação 2.31.

$$z_1 = \frac{z \cdot (h - y_s)}{[(n+1) \cdot h - y_s - y]} \text{ e } \Delta = \frac{z \cdot h}{[(n+1) \cdot h - y_s - y]} \quad (2.31)$$

1ª Reflexão na Borda Inferior ( $n$  Reflexões -  $n$  Par): Tem-se  $n$  reflexões em  $z_1, \dots$ , e em  $z_1 + (n-1)\Delta$ , é dado pela Equação 2.32.

$$z_1 = \frac{z \cdot (h - y_s)}{(n \cdot h - y_s + y)} \text{ e } \Delta = \frac{z \cdot h}{(n \cdot h - y_s + y)} \quad (2.32)$$

1ª Reflexão na Borda Inferior ( $n$  Reflexões -  $n$  Ímpar): Tem-se  $n$  reflexões em  $z_1, \dots$ , e em  $z_1 + (n - 1) \cdot \Delta$ , é dado pela Equação 2.33.

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{[(n - 1) \cdot h + y_s + y]} \text{ e } \Delta = \frac{z \cdot h}{[(n - 1) \cdot h + y_s + y]} \quad (2.33)$$

1ª Reflexão na Borda Inferior ( $n$  Reflexões -  $n$  Par): Tem-se  $n$  reflexões em  $z_1, \dots$ , e em  $z_1 + (n - 1) \cdot \Delta$ , é dado pela Equação 2.34.

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{(n \cdot h + y_s - y)} \text{ e } \Delta = \frac{z \cdot h}{(n \cdot h + y_s - y)} \quad (2.34)$$

Para as reflexões do tipo Lateral-Solo, temos:

1ª Reflexão na Borda Superior: Tem-se uma reflexão em  $z_1$  dado pela Equação 2.35.

$$z_1 = \frac{z \cdot (h - y_s)}{(2 \cdot h - y_s - y)} \quad (2.35)$$

1ª Reflexão na Borda Inferior: Tem-se uma reflexão em  $z_1$  dado pela Equação 2.36.

$$z_1 = \frac{z \cdot y_s}{(y_s + y)} \quad (2.36)$$

#### 2.6.4 Guia de Ondas Tridimensional de Multifendas Determinístico

A maioria das ruas em ambientes urbanos não se enquadram em perfis regulares como os descritos na seção 2.6.3. Ao lidar com ruas contendo fendas (ausência de anteparos) e anteparos (face dos prédios) posicionados em um formato não periódico, como ilustrado na Figura 2.25, é necessário dispor de um modelo de multifendas que leva em conta as bases de dados dessas ruas. Assim, a base de dados para esse guia de ondas determinístico é construída a partir de uma vista superior (bidimensional), considerando que as antenas transmissora e receptora são colocadas abaixo da linda do topo dos prédios [Silva 2007].

A base de dados construída leva em conta cada borda lateral do guia de ondas separadamente, ou seja, cada borda da rua (superior ou inferior) é caracterizada de acordo com as posições de suas fendas e anteparos. Este modelo determinístico é uma forma de prover uma base de dados mais detalhada da rua em questão, que, por conseguinte, provê uma maior precisão na predição da identificação dos raios a serem considerados para o cálculo do campo elétrico total. Observando a Figura 2.25 nota-se que as fendas se situam entre as seguintes coordenadas:

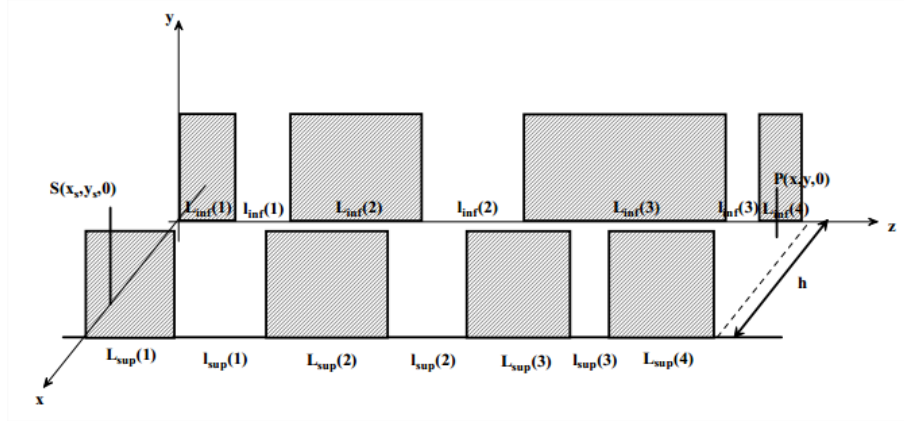


Figura 2.25: Guia de ondas tridimensional determinístico com fendas [Silva 2007, p.264].

### Borda superior:

1ª Fenda:  $L_{sup}(1) < z < L_{sup}(1) + l_{sup}(1)$

2ª Fenda:  $(L_{sup}(1) + L_{sup}(2)) + (l_{sup}(1)) < z < (L_{sup}(1) + L_{sup}(2)) + (l_{sup}(1) + l_{sup}(2))$

qª Fenda:  $(L_{sup}(1) + \dots + L_{sup}(q)) + (l_{sup}(1) + \dots + l_{sup}(q-1)) < z < (L_{sup}(1) + \dots + L_{sup}(q)) + (l_{sup}(1) + \dots + l_{sup}(q))$

### Borda inferior:

1ª Fenda:  $L_{inf}(1) < z < L_{inf}(1) + l_{inf}(1)$

2ª Fenda:  $(L_{inf}(1) + L_{inf}(2)) + (l_{inf}(1)) < z < (L_{inf}(1) + L_{inf}(2)) + (l_{inf}(1) + l_{inf}(2))$

qª Fenda:  $(L_{inf}(1) + \dots + L_{inf}(q)) + (l_{inf}(1) + \dots + l_{inf}(q-1)) < z < (L_{inf}(1) + \dots + L_{inf}(q)) + (l_{inf}(1) + \dots + l_{inf}(q))$

Identificadas às posições das fendas, restam-se conhecer os pontos em que os raios sofrerão nas laterais do guia de ondas. Para todos os casos das reflexões laterais do guia de ondas as equações são as mesmas apresentadas na seção 2.6.3, pois a propagação do sinal acontece independente do formato da rua, ou seja, o que difere é o descarte dos raios que propagarão pelas fendas, não chegando ao receptor.

## 2.7 Padrão de Radiação

As antenas são dispositivos capazes de irradiar ou captar ondas eletromagnéticas no espaço, para uma direção ou para todas as direções. As antenas para sistemas celulares terrestres são usualmente classificadas em dois tipos: omnidirecionais e setoriais ou diretivas. As omnidirecionais são aquelas que têm um diagrama de radiação horizontal não diretivo, e diagrama de radiação vertical diretivo, como mostra a Figura 2.26 [da Cruz 2005].

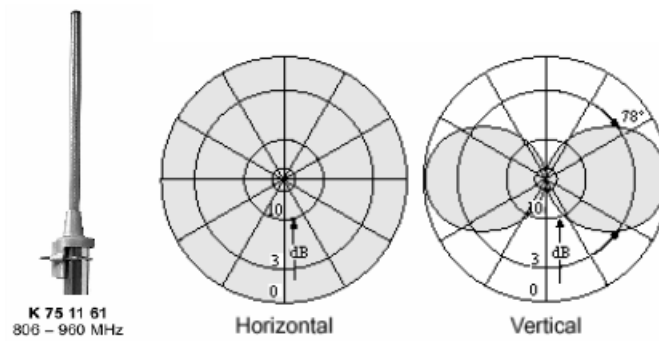


Figura 2.26: Antena omni com seus diagramas de radiação horizontal e vertical [da Cruz 2005, p.32].

As antenas setoriais, também chamadas de setorizadas ou diretivas, possuem um diagrama de radiação horizontal projetado para cobrir uma determinada região angular dentro de níveis de radiação pré-estabelecidos [da Cruz 2005].

As figuras 2.27 e 2.28 mostram modelos de antenas diretivas com seus respectivos diagramas de radiação.

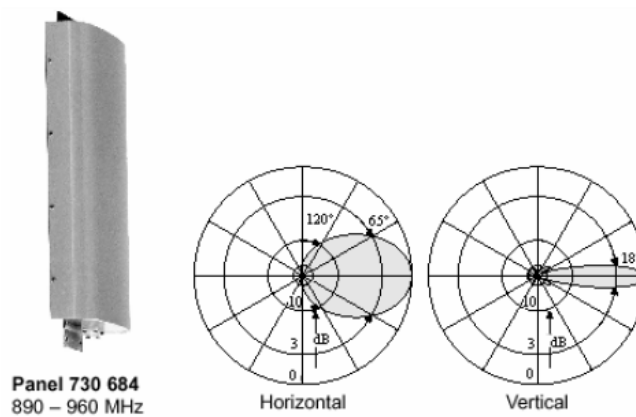


Figura 2.27: Antena diretiva com seus diagramas de radiação horizontal e vertical [da Cruz 2005, p.33].

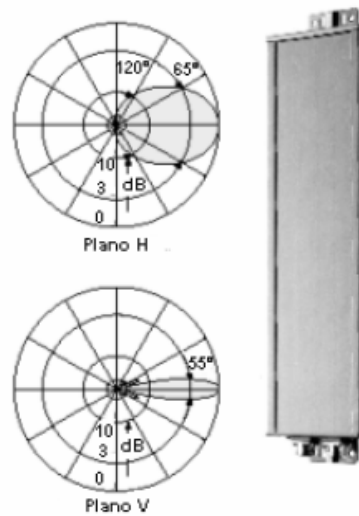


Figura 2.28: Antena diretiva com seus diagramas de radiação horizontal e vertical [da Cruz 2005, p.33].

O padrão de radiação de uma determinada antena está associado à intensidade de campo relativo radiado em determinada direção do espaço tridimensional, mostrando graficamente a distribuição de campo no espaço [Stutzman e Thiele 2012]. A representação gráfica consiste em apresentar a redução de potência ao longo do eixo da antena, de modo que, para distâncias próximas à antena, a potência radiada diminua e quanto mais distante menor será a redução da potência do sinal. Assim, o padrão de radiação indica qual será a redução de potência do sinal a depender do ângulo de observação  $\theta$  como ilustrado na Figura 2.29.

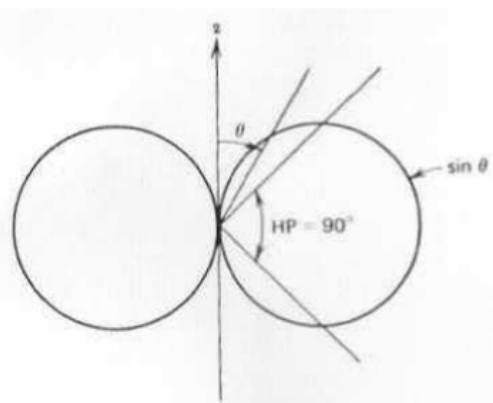


Figura 2.29: Padrão de radiação para um dipolo ideal [Stutzman e Thiele 2012, p.18].

### 2.7.1 Fonte de Linha Uniforme (FLU)

Para uma Fonte de Linha Uniforme (FLU), consideramos o padrão de radiação definido da seguinte forma [Stutzman e Thiele 2012]:

$$F(\theta) = \text{sen}\theta \cdot \frac{\text{sen}[(\beta L/2) \cdot \text{cos}\theta]}{(\beta L/2) \cdot \text{cos}\theta} \quad (\theta_0 = 90^\circ) \quad (2.37)$$

Onde, a Tabela 2.4 apresenta valores de  $L$  para três HP (*half-power beamwidth*, em português largura de feixe de meia potência),  $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$  e  $\theta$  é o ângulo do plano de incidência do raio no receptor.

Tabela 2.4: Largura de feixe de meia potência para FLU [Stutzman e Thiele 2012, p.177] [Adaptado pelo autor].

Tamanho L	HP
$2\lambda$	$24.766^\circ$
$5\lambda$	$10.112^\circ$
$10\lambda$	$5.071^\circ$

A partir dos três tipos de FLU da Tabela 2.4 podemos obter uma representação gráfica do padrão de radiação, como ilustrado na Figura 2.30.

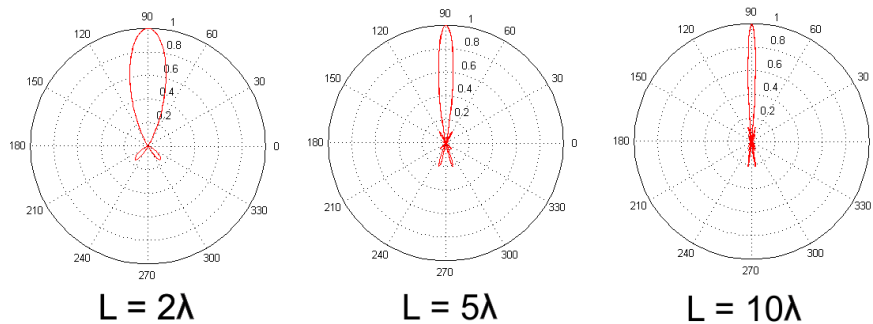


Figura 2.30: Padrão de radiação para FLU [Próprio Autor]

## 2.8 Taxa de Amostragem do sinal

Como mostrado na Figura 2.31, para um veículo em movimento com velocidade  $v$ , a largura de banda recebida na portadora é igual a  $2\omega_m$ , onde  $\omega_m = \beta v$  é o deslocamento *Doppler* máximo. Se as amostras são colhidas em intervalos regulares



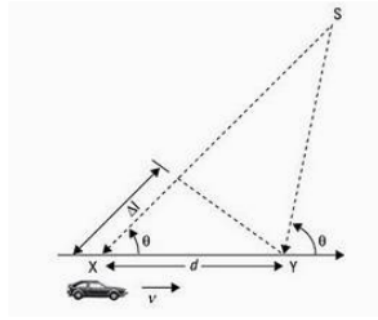


Figura 2.31: Efeito *Doppler* [Rappaport 2002, p.143].

de distância  $d$ , a frequência de amostragem correspondente  $\omega_s$  será dado pela equação 2.38 [Yacoub 1993].

$$\omega_s = 2\pi v/d \text{ rad/s} \quad (2.38)$$

O teorema da amostragem exige que a frequência de amostragem deve ser pelo menos duas vezes a largura de banda do sinal. Então

$$\omega_s = 2\pi v/d \geq 2(\text{largura de banda}) = 2(2\beta v) \quad (2.39)$$

Consequentemente,

$$d \leq \lambda/4 \quad (2.40)$$

No entanto, se a largura de banda do sinal banda base for muito maior que o espalhamento *Doppler*, os efeitos do espalhamento *Doppler* são desprezíveis no receptor[Rappaport 2002].

Portanto, temos que o espalhamento *Doppler* é dado por:

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (2.41)$$

E a largura de banda do sinal banda base é:

$$B = 2\omega_m = \frac{4\pi}{\lambda} v \quad (2.42)$$

## 2.9 Espalhamento por Atraso (*Delay Spread*)

A diferença entre o tempo de propagação de um sinal que se propaga por um percurso mais longo e por um percurso mais curto, considerando os componentes de sinais

espalhados com energia significativa, é chamado espalhamento por atraso (*delay spread*) [Ferreira 2010].

O *RMS delay spread* fornece o valor do perfil de atrasos em relação ao atraso médio, sendo calculado a partir da seguinte equação [Greenstein et al. 1997]:

$$\tau_{rms}^2 = \sum_i \tau_i^2 \cdot S_i - \left( \sum_i \tau_i \cdot S_i \right)^2 \quad (2.43)$$

$$S_i = \frac{P_i}{g}, \text{ para todo } i \quad (2.44)$$

$$g = \sum_i P_i \quad (2.45)$$

onde,  $\tau_i$  é o atraso relativo, ou seja, tempo de chegada em relação ao primeiro sinal contabilizado no receptor (em  $\tau_0 = 0$ ) e  $P_i$  é a potência recebida no respectivo tempo de atraso  $\tau_i$ .

## 2.10 Perfil de Retardos de Potência (*Power delay profile*)

Por conta do multipercurso o sinal recebido pelo receptor é composto por diversos componentes do sinal original, sendo cada componente com tempo de chegada diferente, chamados de retardos. O perfil de retardos de potência (*power delay profile*), é caracterizado pelo gráfico da Figura 2.32 que mostra cada componente significativa do multipercurso com sua respectiva potência e instante de tempo de chegada [Martins 2013].

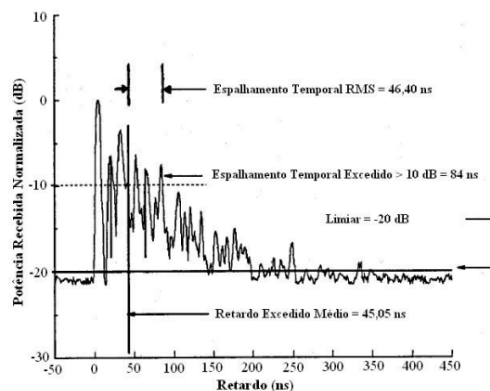


Figura 2.32: Parâmetros do Perfil de Retardos [Grubisic 2005, p.13].

# Capítulo 3

## Avaliação Experimental

### 3.1 Modelo de propagação para antenas acima do topo dos prédios

A maioria dos grandes centros urbanos das cidades brasileiras possuem guias de ondas constituídas por construções de diferentes tamanhos ao longo de toda a sua extensão. Por razões técnicas ou estruturais, as antenas são instaladas acima da linha do topo dos prédios, fazendo com que os raios sejam perdidos ao passar sobre os prédios, não aproveitando todo o guia de ondas para a propagação do sinal.

Desta forma, são utilizados os métodos apresentados nas seções 2.6.3 e 2.6.4, para antenas abaixo do topo dos prédios, acrescidos das informações sobre as alturas dos prédios existentes ao longo de todo o guias de ondas. A Figura 3.1 ilustra de maneira genérica a adaptação desses métodos para cenários com antena acima do topo dos prédios, em que a antena transmissora está posicionada no topo de um prédio e a posição do receptor em relação ao transmissor tem que ser menor, ou seja,  $y_s > y_r$ .

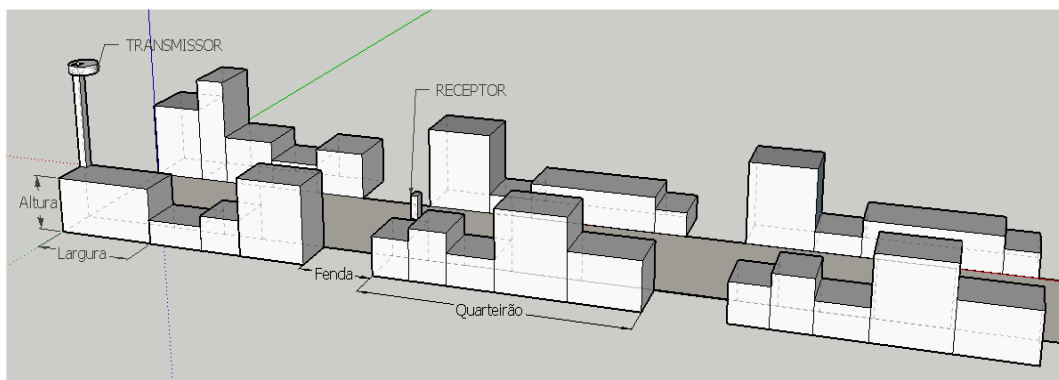


Figura 3.1: Guias de ondas com antenas acima da linha do topo dos prédios [Próprio Autor].



De posse das alturas, as reflexões ocorrem durante todo o percurso, são realizadas comparações com as alturas dos prédios existentes na posição  $z_r$  para identificar se o raio foi perdido ou não. Caso a altura  $x_r$  do raio seja maior que a altura do prédio o raio passou sobre o prédio. Caso contrário o raio é refletido e considerado no cálculo do campo elétrico total.

Considerando a base de dados ilustrado na Figura 3.1, podemos observar que cada construção é posicionada em relação ao eixo  $z$ . Cada construção pode ser identificada através das larguras de cada construção e do índice identificador ( $i$ ), ou seja, dado um ponto de reflexão  $z_r$ , a identificação de uma determinada construção é dada da seguinte forma:

Construção 1:  $z_r \leq Largura(1)$

Construção 2:  $z_r \leq Largura(1) + Largura(2)$

Construção 3:  $z_r \leq Largura(1) + Largura(2) + Largura(3)$

Construção N:  $z_r \leq Largura(1) + Largura(2) + Largura(3) + \dots + Largura(N)$

Satisfeita essa condição, o valor de  $i$  representa a construção existente na posição  $z_r$ . De forma geral temos:

$$z_r \leq \sum_{i=1}^j Largura(i), \quad i = \{1, 2, 3, \dots, N\} \quad (3.5)$$

Onde,  $j$  é o identificador do prédio que satisfaz a condição e  $N$  é a quantidade total de construções (prédios e fendas) existentes ao longo do trecho da base de dados.

Uma vez identificado o prédio, basta comparar a sua altura com a altura do raio refletido:

$$x_r \leq Altura(j) \quad (3.6)$$

Satisfazendo essas duas condições o raio será considerado no cálculo do campo elétrico total, caso contrário o mesmo será descartado.

Para determinar a altura em que os raios serão difratados nas bordas dos prédios utilizamos a Figura 2.23 como referência. Fazendo de forma análoga as reflexões laterais, a Figura 3.3 apresenta a relação trigonométrica entre o plano de incidência do raio e o ponto de difração.

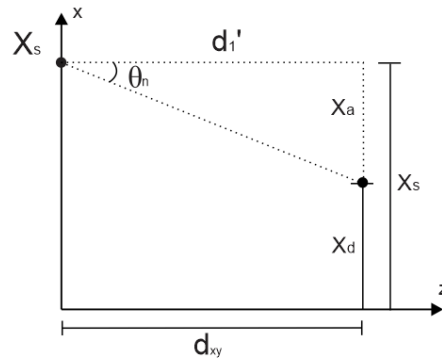


Figura 3.3: Altura do raio refletido pela difração [Próprio Autor].

Da Figura 3.3, tem-se que:

$$\tan\theta_n = \frac{x_s - x_d}{d'_1} \quad (3.7)$$

$$d'_1 \cdot \tan\theta_n = x_s - x_d \quad (3.8)$$

$$x_d = x_s - d'_1 \cdot \tan\theta_n \quad (3.9)$$

Sendo o ângulo do plano de incidência dado por:

$$\theta_n = \arctan \frac{x_s - x}{d'_1 + d'_2} \quad (3.10)$$

Onde,  $x_d$  é a altura do ponto que ocorre a difração,  $d_{xy}$  é a distância entre o ponto que ocorre a difração e o transmissor.

Após calcular a altura de todos os pontos, é aplicada a Equação 3.5 para obter o prédio em que acontece a difração. Como alguns prédios podem estar ao lado de outro, para determinar se os raios difratados acontecerão nas bordas em que os prédios não estarão juntos fazemos:

$$\begin{cases} MAX(Altura(j), Altura(j + 1)) \\ MIN(Altura(j), Altura(j + 1)) \end{cases} \quad (3.11)$$

Desta forma, para o raio difratado ser considerado no cálculo a altura dos raios tem que satisfazer a seguinte condição:

$$MIN < x_d < MAX \quad (3.12)$$

### 3.2 Difração no Topo dos Prédios

A difração no topo dos prédios possui uma importante contribuição, positiva ou negativa, na composição do sinal recebido pela propagação em guias de ondas. Quando uma antena transmissora está posicionada acima do topo dos prédios uma parte do sinal estará fora do guia de ondas ao atingir o topo dos prédios, não aproveitando todo o sinal transmitido. Por conta do mecanismo de difração alguns raios que atingirá o topo dos prédios serão difratados em sua borda e atingirá o receptor.

A proposta dessa modelagem é aprimorar a predição do sinal para guia de ondas de ruas com antenas acima do topo dos prédios, sendo apresentada nesta seção para a polarização vertical e horizontal. A modelagem da difração no topo é realizada a partir de uma análise vetorial tridimensional, sendo calculados genericamente as distâncias e ângulos dos raios partindo de um transmissor, difratando no topo de um anteparo e atingindo um receptor. Para o cálculo do coeficiente de difração é utilizado a abordagem desenvolvida por [Silva Jr. et al. 2011], que consiste em uma abordagem tridimensional mais precisa da Teoria Uniforme da Difração (UTD) aplicada à guias de ondas 3D.

#### Polarização Vertical

A Figura 3.4 apresenta um esquema genérico para a difração no topo dos prédios para a polarização vertical.

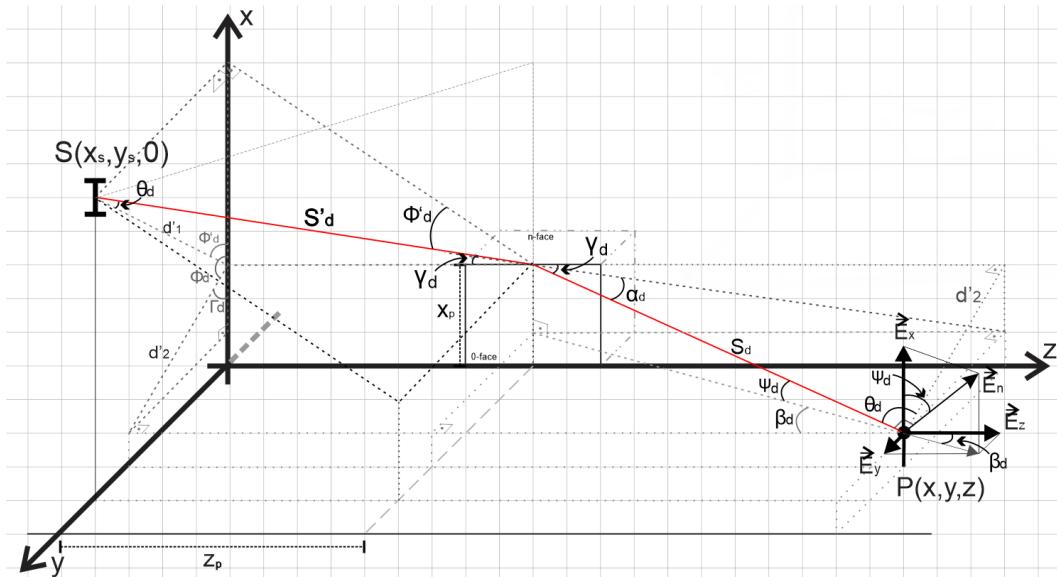


Figura 3.4: Difração no topo dos prédios para a polarização vertical [Próprio Autor].

Ao se considerar difrações nos topos dos prédios do guia de ondas, como ilustrado na Figura 3.4, o vetor campo elétrico em P será dado por:

$$\bar{E}_n = E_0 \cdot e^{j\omega t} \cdot \frac{e^{-jks'_d}}{s'_d} \cdot \dot{D}_\perp \cdot A(s'_d, s_d) \cdot e^{-jks_d} \cdot G(90^\circ + \theta_d) \cdot \bar{a}_{E_n} \quad (3.13)$$

onde  $\bar{E}_n$  é a magnitude do vetor na forma fasorial,

$$\bar{a}_{E_n} = (\cos\psi) \cdot \bar{a}_x + (\sen\psi \cdot \sen\beta) \cdot \bar{a}_y + (\sen\psi \cdot \cos\beta) \cdot \bar{a}_z \quad (3.14)$$

$$G(90^\circ + \theta_d) = \sen(90^\circ + \theta_d) \quad (\text{Padrão de radiação de um dipolo ideal}) \quad (3.15)$$

Onde,  $E_0$  é uma constante,  $k = 2\pi/\lambda$ ,  $A(s'_d, s_d)$ ,  $s'_d$  é a distância entre o transmissor e o ponto de difração,  $s_d$  é a distância entre o ponto de difração e o receptor e  $\dot{D}_\perp$  é o coeficiente de difração 3D desenvolvido por [Silva Jr. et al. 2011].

Destacando-se da Figura 3.4 as distâncias  $d'_1$  e  $d'_2$  e os raios  $s'_d$  e  $s_d$  e projetando no mesmo plano vertical, obtém-se:

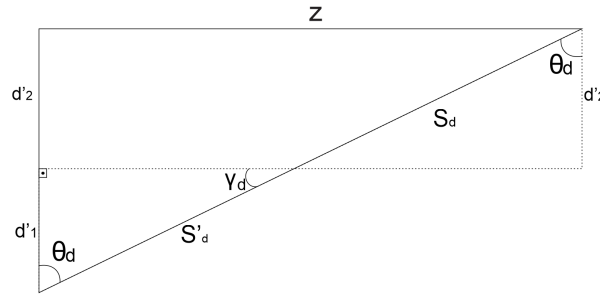


Figura 3.5: Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias  $d'_1$  e  $d'_2$ ,  $s'_d$  e  $s_d$  [Próprio Autor].

Observando a Figura 3.5, tem-se que:

$$\theta_d = \arctan\left(\frac{z}{d'_1 + d'_2}\right) \quad (3.16)$$

Da Figura 3.4 pode-se obter as seguintes variáveis:

$$s'_d = \frac{d'_1}{\cos\theta_d} \quad (3.17)$$

$$s_d = \frac{d'_2}{\cos\theta_d} \quad (3.18)$$



$$d'_1 = \frac{x_s - x_p}{\cos\phi'_d} \quad (3.19)$$

$$d'_2 = \frac{x_p - x}{\cos\Gamma_d} \quad (3.20)$$

$$\phi'_d = \arctan\left(\frac{y_s}{x_s - x_p}\right) \quad (3.21)$$

$$\phi_d = \pi - \Gamma_d \quad (3.22)$$

$$\Gamma_d = \arctan\left(\frac{y}{x_p - x}\right) \quad (3.23)$$

$$\gamma_d = \frac{\pi}{2} - \theta_d \quad (3.24)$$

$$\Phi_d = \arcsen\left(\frac{y_s}{s'_d}\right) \quad (3.25)$$

$$\beta_d = \arctan\left(\frac{y}{z - z_p}\right) \quad (3.26)$$

Destacando-se da Figura 3.4 as distâncias  $s'_d$  e  $s_d$  e projetando no mesmo plano vertical, obtém-se:

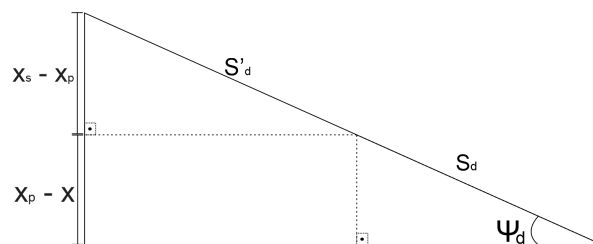


Figura 3.6: Triângulo formado pelo destacamento e projeção em um só plano vertical, das distâncias  $s'_d$  e  $s_d$  [Próprio Autor].

Observando a Figura 3.6, tem-se que:

$$\Psi_d = \arcsen\left(\frac{x_s - x}{s'_d + s_d}\right) \quad (3.27)$$

A posição em  $z$  que ocorre a difração é dado por:

$$z_p = d'_1 \cdot \tan\theta_d \quad (3.28)$$

Para determinar se o raio difratado será considerado no cálculo do campo elétrico total, se o raio difratado atinge o receptor, utiliza-se primeiramente a Equação 3.5 para identificar a construção, em seguida, verifica-se se o ponto  $z_p$  está dentro do intervalo em  $z$  onde o prédio está localizado, ou seja, satisfazendo a seguinte condição:

$$\sum_{i=1}^{j-1} Largura(i) < z_p < \sum_{i=1}^j Largura(i) , \quad i = \{1, 2, 3, \dots, N\} \quad (3.29)$$

onde,  $j$  é o identificador do prédio e  $N$  é a quantidade total de construções existentes ao longo de todo trecho analisado.

### Polarização Horizontal

A Figura 3.7 apresenta um esquema genérico para a difração no topo dos prédios para a polarização vertical.

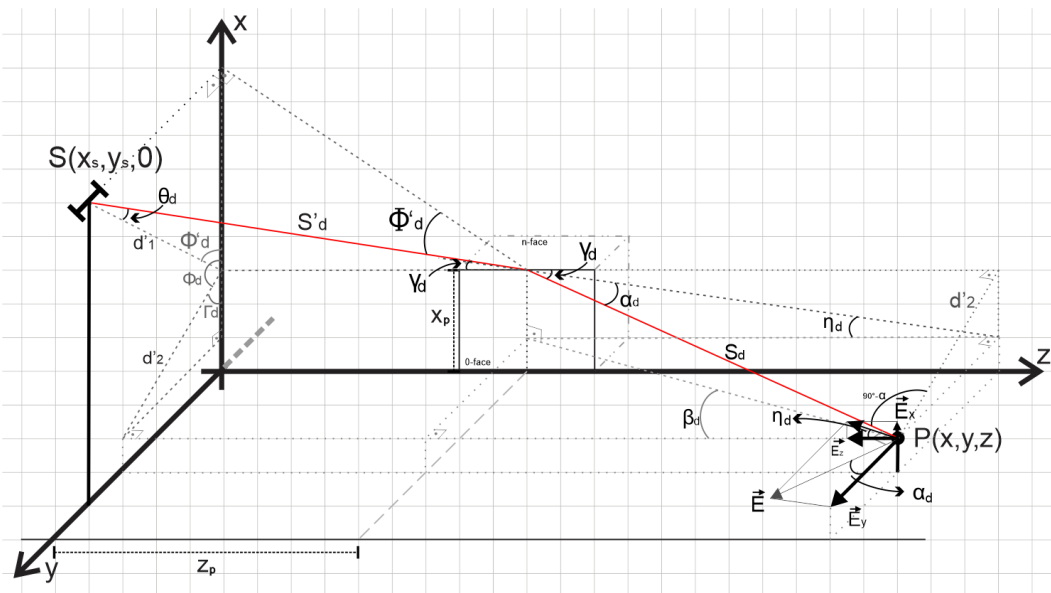


Figura 3.7: Difração no topo dos prédios para a polarização horizontal [Próprio Autor].

onde  $\bar{a}_{E_n}$  é dado por:

$$\bar{a}_{E_n} = (\text{sen}\alpha_d \cdot \text{sen}\eta_d) \cdot \bar{a}_x + (\text{cos}\alpha_d) \cdot \bar{a}_y + (-\text{sen}\alpha_d \cdot \text{cos}\eta_d) \cdot \bar{a}_z \quad (3.30)$$

## 3.3 Ferramentas e *Softwares*

### 3.3.1 Programa de Simulação

O programa de simulação foi desenvolvido na plataforma MATLAB, no qual foram utilizadas as equações generalizadas desenvolvidas pelo orientador (SILVA, 2007), descritas nos itens 2.6.1 e 2.6.2, que modelam a incidência dos raios Direto, Refletido no Solo, Refletido nas Laterais, reflexões do tipo Lateral-Solo e Difrações nas bordas, sendo implementadas as equações para as Difrações no topo dos prédios exclusivamente para este trabalho.

### 3.3.2 Software e Equipamentos para coleta e análise dos dados

Para os locais escolhidos, a identificação da frequência de transmissão de cada antena foi feita através de uma antena direcional ligada ao analisador espectral portátil R&S<sup>®</sup>FSH4. A partir disso, medições para uma faixa de frequência escolhida, foram realizadas através do analisador de cobertura (R&S<sup>®</sup>TSMW *Universal Radio Network Analyzer*), sendo coletados os dados da intensidade do sinal pelo *software* R&S Romes 4 versão 4.63.

Para extração dos dados coletados pelo *software* R&S Romes 4 em formato ASC, foi desenvolvido um aplicativo *desktop* em linguagem Java chamado de ParserASC Romes, que extrai os dados definidos pelo usuário para um arquivo no formato CSV (*Comma Separated Values*, em português Valores Separados por Vírgula), possibilitando a leitura por qualquer editor de texto, Excel ou MATLAB. A Figura 3.8 mostra a interface do aplicativo desenvolvido para extração dos dados coletados pelo R&S Romes 4.

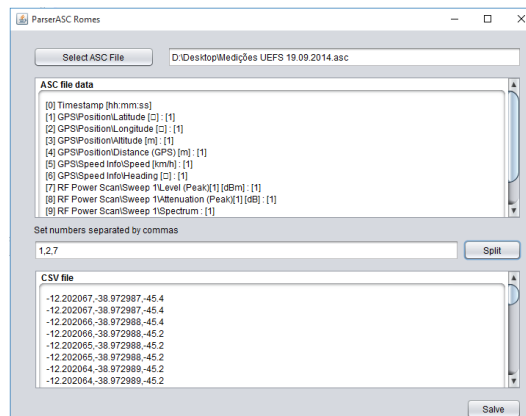


Figura 3.8: Aplicativo para extração dos dados [Próprio Autor].

### 3.3.3 Modelagem 3D e Construção da Base de Dados

Para a modelagem 3D e construção da base de dados é utilizado o *software* SketchUp Versão Gratuita. O SketchUp é um *software* proprietário para criação de modelos em 3D no computador, desenvolvido pela *At Last Software*, possuindo um *plug-in* de interação com o Google Earth para a exportação dos dados de determinada localização para facilitar a construção de modelos 3D. Os modelos criados pelo SketchUp podem ser gravados num ficheiro no formato KMZ ou KML, podendo ser abertos diretamente no Google Earth posicionados no local para o qual o modelo foi desenvolvido.

A partir da modelagem 3D é extraída a base de dados do local, os parâmetros principais são: as medidas da largura e altura de cada prédio, largura de cada quarteirão e largura das ruas. Para a construção da base de dados do local que é utilizado pelo programa de simulação, são criados seis arquivos de texto com todas as informações referente à parte Superior e Inferior da rua.

## 3.4 Locais Analisados

As medições realizadas na Av. Paulista foram realizadas pelo orientador em 2012 e as medições da Av. Bandeirantes foram realizadas por mim e pelo orientador, exclusivamente para este trabalho.

### 3.4.1 Rua dos Bandeirantes

A Rua dos Bandeirantes está localizada no centro da cidade de Feira de Santana - BA. Esta rua possui uma ERB (Estação Rádio Base) posicionada no topo de uma Igreja. Utilizando a base de dados do Google Earth obtemos a foto via satélite, tendo uma visão de toda a rua, Figura 3.9.

O transmissor está posicionado a uma altura de 25 metros, cobrindo toda a região, provendo um guia de ondas através das ruas adjacentes ao transmissor, Figura 3.10.

### Modelo 3D

Para este local não existe um modelo 3D disponível no Google Earth. Utilizando a ferramenta Régua para medir a altura dos prédios através da visualização do *street view*, e a visualização via satélite para medir a largura dos prédios, foi criado o modelo 3D utilizando o *software* SketchUp. A Figura 3.11 apresenta o modelo 3D da Rua dos Bandeirantes.

A partir do modelo 3D da rua, são obtidos a largura e altura de cada prédio e largura das ruas, de modo a construir os arquivos necessários para a leitura pelo programa



Figura 3.9: Foto via satélite da Rua dos Bandeirantes [Google Earth].



Figura 3.10: Foto da ERB na Rua dos Bandeirantes [Google Earth].

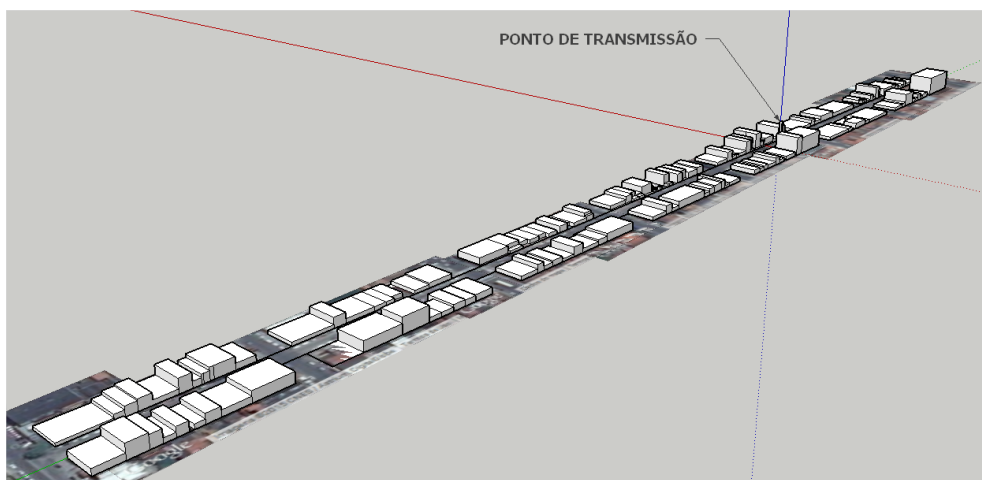


Figura 3.11: Modelagem 3D da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor].





Figura 3.14: Foto da ERB 1 da Avenida Paulista [Google Earth].

O segundo ponto de transmissão (ERB 2) a antena está posicionada em um prédio de 7 metros de altura e cobre ambos os lados da avenida, como mostrado na Figura 3.15.



Figura 3.15: Foto da ERB 2 da Avenida Paulista [Google Earth].

### Modelo 3D

A Avenida Paulista possui modelagem 3D disponível no Google Earth. A Figura 3.16 mostra um trecho da avenida já modelada. Para a obtenção do banco de dados, utiliza-se da ferramenta Régua do Google Earth para obter as informações sobre as dimensões de cada prédio, largura e comprimento da rua.



Figura 3.16: Modelo 3D Avenida Paulista [Google Earth].



# Capítulo 4

## Resultados

Nesta seção são mostradas as simulações do modelo de propagação para guias de ondas para antenas acima do topo dos prédios desenvolvido por este trabalho de mestrado. Para a validação deste modelo, serão utilizados os valores calculados em comparação com os valores medidos para os locais apresentados na cidade de Feira de Santana - BA e São Paulo - SP.

As informações sobre o padrão de radiação, o ganho do transmissor e a potência transmitida são desconhecidas para as ERBs analisadas, havendo resistência por parte das empresas para a divulgação de tais informações. Diante disto, é estimado o padrão de radiação e a Potência Irradiada Isotrópica Efetiva (EIRP, do inglês *Effective Isotropically Radiated Power*), que define a relação entre a potência e ganho do transmissor [Rappaport 2002], a partir do Erro Absoluto Médio (MAE - *Mean Absolute Error*). Essa estimativa é realizada a partir de três tipos de FLU (Fonte de Linha Uniforme) definido em [Stutzman e Thiele 2012] e pelo padrão de radiação Dipolo Ideal. Estes parâmetros são utilizados para ajustar o ganho e a potência transmitida de modo que a minimizar o valor do MAE entre os dados medidos e os calculados. Pois, quanto menor o valor do MAE significa que os valores calculados pelo modelo seguem estreitamente os valores medidos na prática [Willmott e Matsuura 2005, Almeida et al. 2015].

### 4.1 Simulações

Para a plotagem dos gráficos é utilizado a potência recebida pelo receptor a partir de [Bertoni et al. 1993], definido pela equação 4.1.

$$P_r = P_t(\lambda/4\pi)^2 \cdot G_t \cdot G_r \cdot |\vec{E}_v|^2 \quad (4.1)$$

Onde,  $P_r$  é a potência recebida pelo receptor,  $P_t$  é a potência transmitida do transmissor,  $G_t$  é o ganho no transmissor,  $G_r$  o ganho no receptor,  $\lambda$  o comprimento de onda e  $\vec{E}_v$  o componente vertical do Campo Elétrico no ponto de recepção.

Pelo fato das informações sobre as características das antenas transmissoras serem desconhecidas, não podemos definir os valores de  $P_t$  e  $G_t$ . Desta forma, estes valores podem ser estimados a partir da aplicação de um deslocamento (*offset*) no sinal calculado, como podemos notar a partir da equação da potência recebida da seguinte forma:

$$P_r(dB) = 10.\log_{10}([P_t(\lambda/4\pi)^2.G_t.G_r.|\vec{E}_v|^2]) \quad (4.2)$$

$$P_r(dB) = 10.\log_{10}(|\vec{E}_v|^2) + 10.\log_{10}([P_t(\lambda/4\pi)^2.G_t.G_r]) \quad (4.3)$$

Fazendo,

$$offset = 10.\log_{10}(P_t(\lambda/4\pi)^2.G_t.G_r) \quad (4.4)$$

$$P_r(dB) = 10.\log_{10}(|\vec{E}_v|^2) + offset(dB) \quad (4.5)$$

Logo, a potência recebida pelo receptor é composta por duas partes, o campo elétrico estimado ou calculado e o *offset* que representa a potência e ganho do transmissor, sendo o ganho do receptor considerado um ganho unitário,  $G_r = 1$ .

O intervalo de espaçamento e janelamento para os valores calculados são definidos a partir de [Rustako Jr et al. 1991, Yacoub 1993]. Sendo o intervalo de espaçamento, intervalo entre as amostras calculadas, definido por  $\lambda/10$ . Assim o intervalo de espaçamento entre as amostras irá variar a partir do comprimento de onda do sinal e a frequência de portadora do sinal. Para o janelamento, intervalo usado para o cálculo da média da potência recebida que representa um único ponto no gráfico, sendo definido por [Rustako Jr et al. 1991] 3,048 metros para uma frequência de 900 MHz e 0,726 metros para uma frequência de 11 GHz.

A coleta das medições seguem o definido no tópico 2.8, em que a largura de banda dos sinais coletados seja muito maior que o espalhamento *Doppler*, sendo o espalhamento *Doppler* desprezível no receptor.

De forma a comparar e validar os resultados obtidos pelo modelo desenvolvido são apresentados os gráficos sem e com os valores de *offset* para os diversos Padrões de Radiação, Dipolo ideal e Fonte de Linha Uniforme, seguido de uma tabela comparativa, sendo que o melhor valor está destacado em negrito.

### 4.1.1 Rua dos Bandeirantes

Para a Rua dos Bandeirantes, localizada na cidade de Feira de Santana - BA, foram coletadas medições ao longo de seus 990 metros de extensão para a frequência de 1,84 GHz. O valor do janelamento é 1,5 metros, como 1,84 GHz é aproximadamente duas vezes 900 MHz o janelamento pode ser considerado de 1,5 metros, pois nota-se pelo definido por [Rustako Jr et al. 1991] que quanto maior a frequência menor é o janelamento.

Os parâmetros utilizados para a simulação foram:

- Altura da antena transmissora ( $y_x$ ): 25 m;
- Posição da antena transmissora: latitude de 12°15'40.03" e longitude de 38°57'29.24";
- Posição da antena transmissora em relação à rua ( $y_s$ ): 13 m;
- Largura da rua ( $h$ ): 13 m;
- Altura da antena receptora ( $x$ ): 1,5 m;
- Posição do receptor em relação à rua ( $y$ ): de 6,5 m;
- Permissividade ( $\epsilon$ ) de 15 e Condutividade ( $\sigma$ ) de 7 S/m [Silva 2007].
- Intervalo de espaçamento: 0,0163 m - 1,63 cm
- Janelamento: 1,5 m
- Velocidade média do móvel: 20 km/h

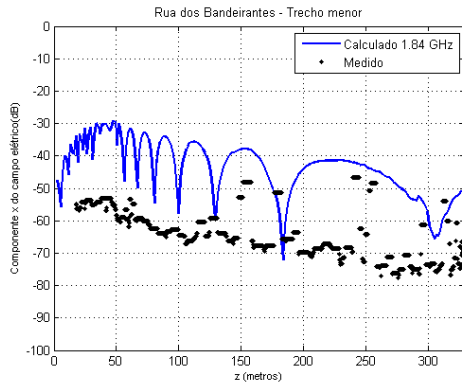
A Figura 4.1 mostra o trecho analisado, com a marcação da ERB, e os pontos coletados.



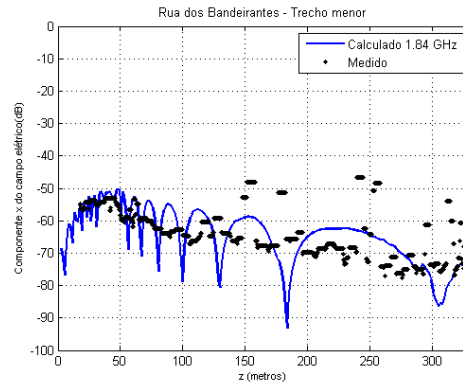
Figura 4.1: Localização da antena da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor].

**Trecho menor (327 metros)**

A Figura 4.2 apresenta o gráfico para o padrão de radiação Dipolo Ideal.



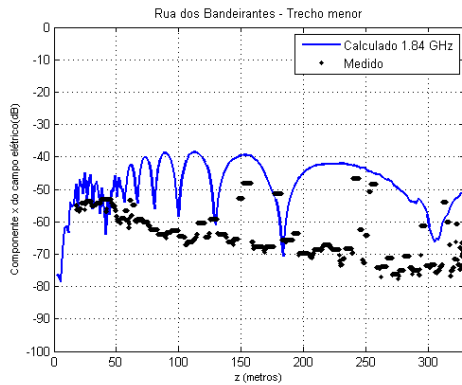
(a) Sem *offset*



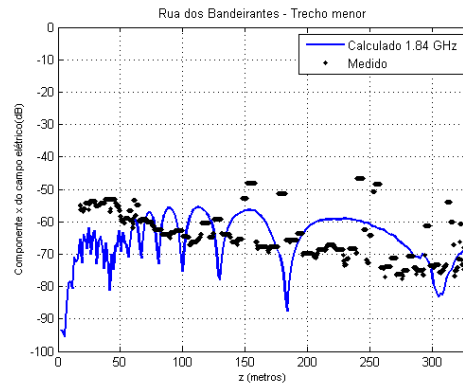
(b) *Offset* de -21dB

Figura 4.2: Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor].

Aplicando o padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L$  igual a  $2\lambda$ ,  $5\lambda$  e  $10\lambda$  temos :



(a) Sem *offset*



(b) *Offset* de -17dB

Figura 4.3: Simulação do trecho menor para  $L = 2\lambda$  [Próprio Autor].

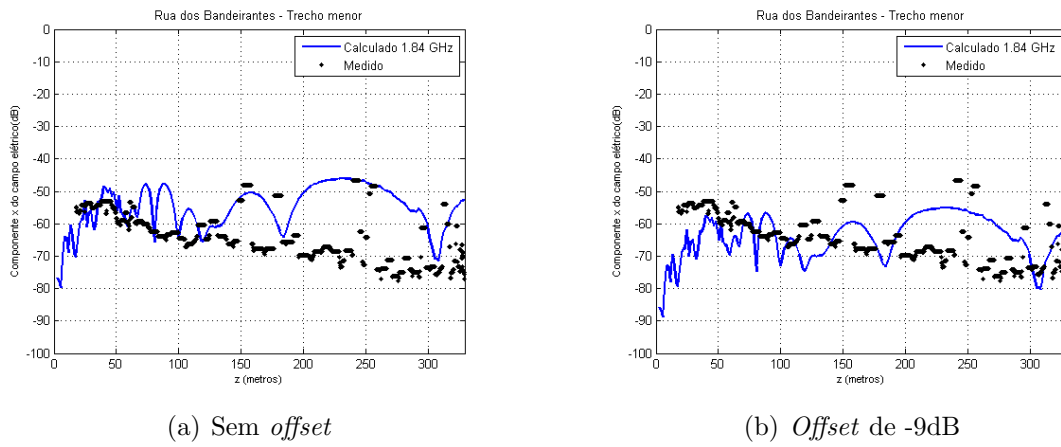


Figura 4.4: Simulação do trecho menor para  $L = 5\lambda$  [Próprio Autor].

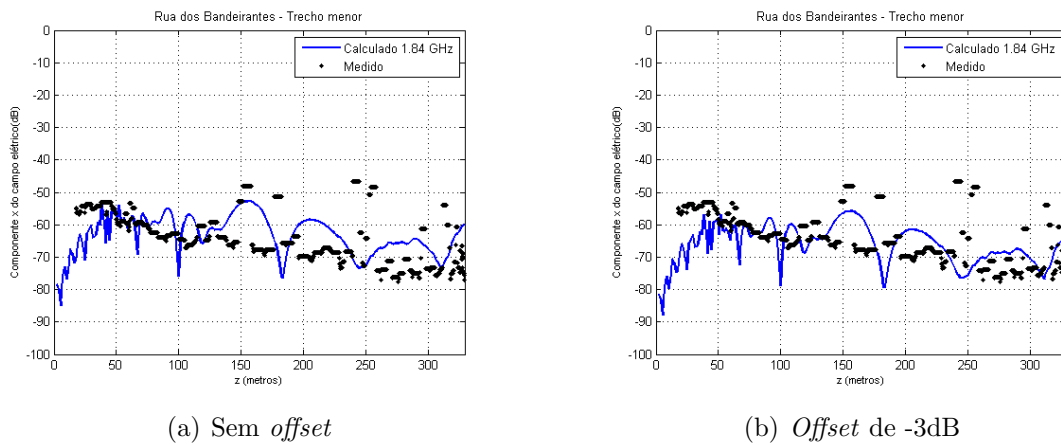


Figura 4.5: Simulação do trecho menor para  $L = 10\lambda$  [Próprio Autor].

Tabela 4.1: Comparação entre os erros para os gráficos com e sem *offset* [Próprio Autor].

Padrão de Radiação	MAE (sem <i>offset</i> )	MAE (com <i>offset</i> )
Dipolo Ideal	<b>19,6831</b>	<b>6,1768</b>
FLU com $L = 2\lambda$	15,6012	8,1257
FLU com $L = 5\lambda$	11,1222	8,8118
FLU com $L = 10\lambda$	7,4982	7,1617

A melhor representação do sinal medido foi pelo padrão de radiação Dipolo Ideal com *offset* de -21 dB. A partir das comparações notamos que os valores calculados seguem o mesmo comportamento dos valores medidos, com exceção da presença de picos negativos. Estes picos podem estar ocorrendo devido ao espalhamento do sinal em árvores, em postes, ou placas existentes, fazendo com que ocorra uma interferência destrutiva nesses pontos, pois o modelo desenvolvido não leva em consideração a presença do espalhamento na composição do sinal recebido pelo receptor.

**Trecho maior (663 metros)**

A Figura 4.6 apresenta o gráfico para um padrão de radiação para um dipolo ideal.

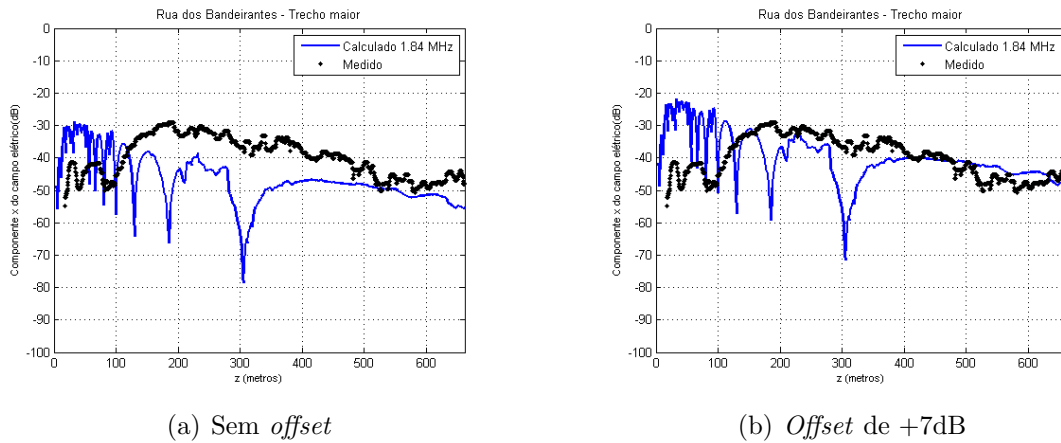


Figura 4.6: Simulação do trecho maior para um Dipolo Ideal [Próprio Autor].

Aplicando o padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L$  igual a  $2\lambda$ ,  $5\lambda$  e  $10\lambda$  temos :

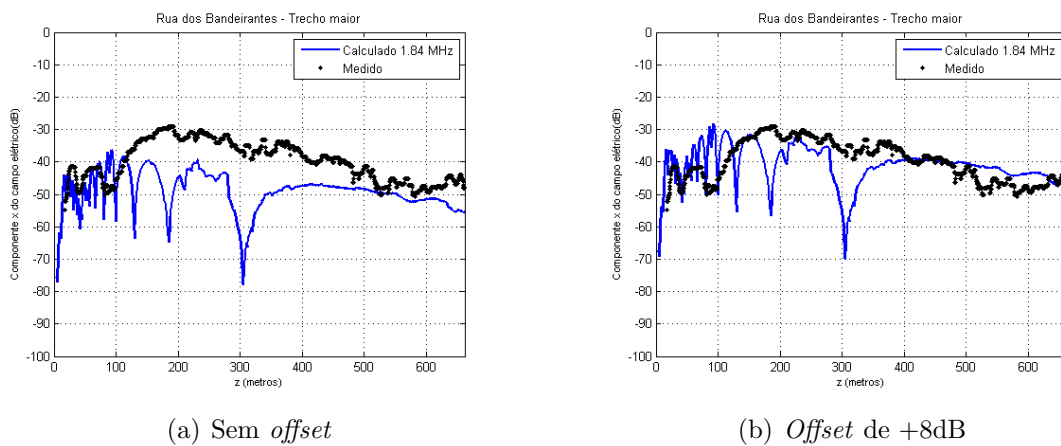


Figura 4.7: Simulação do trecho maior para  $L = 2\lambda$  [Próprio Autor].

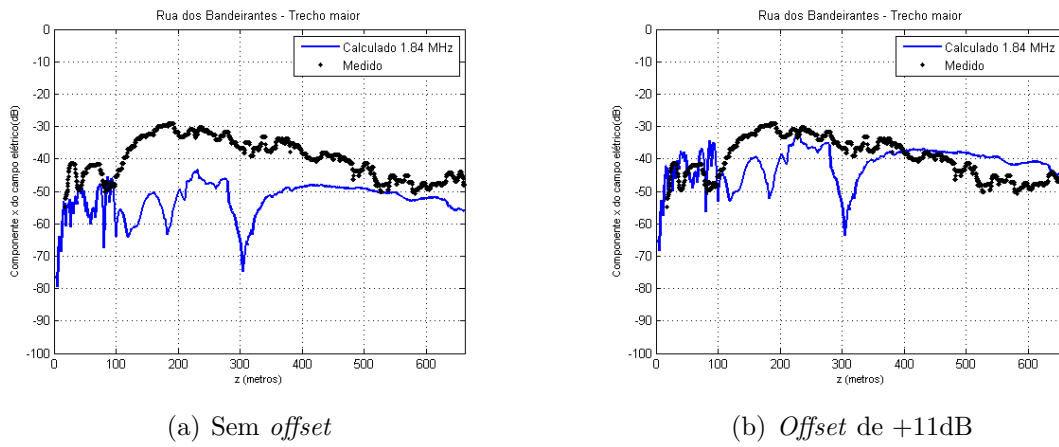


Figura 4.8: Simulação do trecho maior para  $L = 5\lambda$  [Próprio Autor].

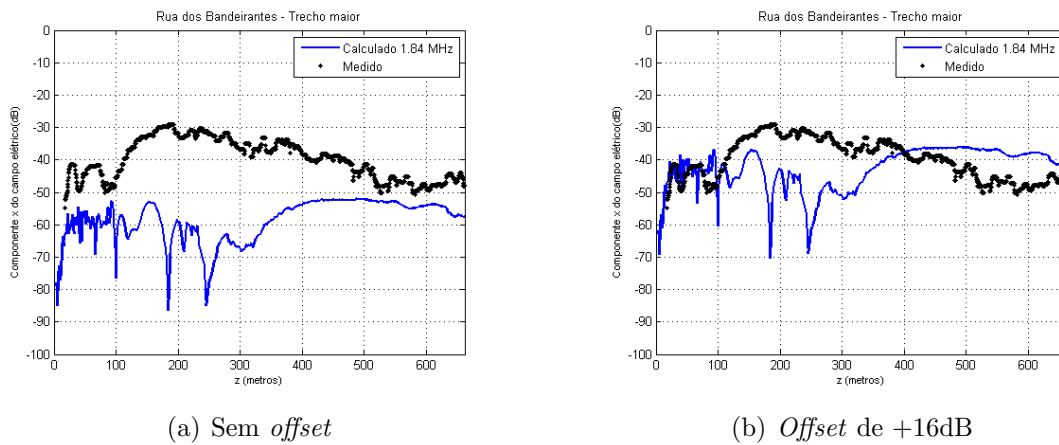


Figura 4.9: Simulação do trecho maior para  $L = 10\lambda$  [Próprio Autor].

Tabela 4.2: Comparação entre os erros para os gráficos com e sem *offset* [Próprio Autor].

Padrão de Radiação	MAE (sem <i>offset</i> )	MAE (com <i>offset</i> )
Dipolo Ideal	9,6397	6,9564
FLU com $L = 2\lambda$	<b>8,9621</b>	<b>5,1796</b>
FLU com $L = 5\lambda$	11,6853	5,7567
FLU com $L = 10\lambda$	18,3757	8,9474

A melhor representação do sinal medido foi pelo padrão de radiação FLU com  $L = 2\lambda$  e *offset* de +8 dB. De maneira similar ao trecho menor, os valores calculados seguem o mesmo comportamento dos valores medidos com a presença de picos negativos em alguns pontos.

### 4.1.2 Avenida Paulista

Para a Avenida Paulista, localizada na cidade de São Paulo - SP, foram coletadas medições ao longo de toda a avenida para duas ERBs, uma com frequência de transmissão de 872 MHz e 857 MHz, respectivamente.

Para o janelamento, para as frequências de 872MHz e 857 MHz, é definido a partir de [Rustako Jr et al. 1991] usando uma regra de três é obtido um janelamento de 2,95 e 2,9 metros respectivamente, assim arredondando esses valores é usado 3 metros.

#### Frequência de 872 MHz

A ERB mostrada na Figura 3.14 está transmitindo na frequência de 872 MHz para ambos os lados da Avenida Paulista, ao longo de 1.810 metros de extensão.

Os parâmetros utilizados para a simulação em ambos os casos foram:

- Altura da antena transmissora ( $y_x$ ): 61 m;
- Posição da antena em relação à rua ( $y_s$ ): 49 m;
- Largura da rua ( $h$ ): 49 m;
- Altura da antena receptora ( $x$ ): 1,8 m;
- Posição do receptor em relação à rua ( $y$ ): de 34 m;
- Permissividade ( $\epsilon$ ) de 15 e Condutividade ( $\sigma$ ) de 7 S/m [Silva 2007].
- Intervalo de espaçamento: 0,0344 m - 3,44 cm
- Janelamento: 3 m
- Velocidade média do móvel: 33 km/h

#### Frequência de 872 MHz - Trecho menor (510 metros)

A primeira antena cobre um trecho de 510 metros de extensão com latitude de 23°34'7.79"S e longitude de 46°38'49.52"O, como mostrado na Figura 4.10.



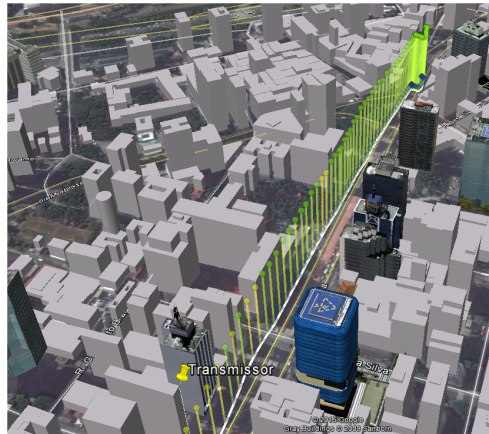
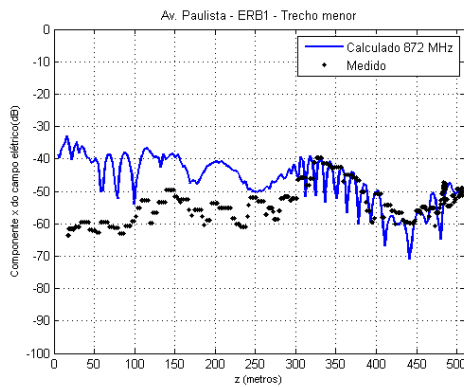
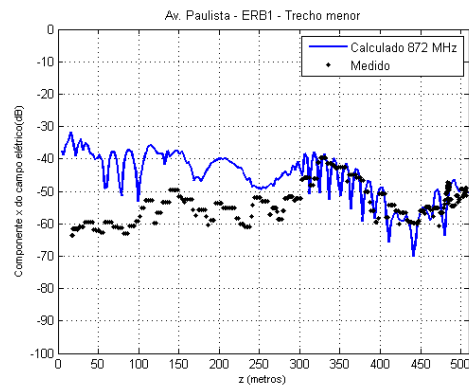


Figura 4.10: Localização da primeira antena [Próprio Autor].

A Figura 4.11 apresenta o gráfico para um padrão de radiação para um dipolo ideal. Não apresentando uma melhora na aplicação de um *offset*.



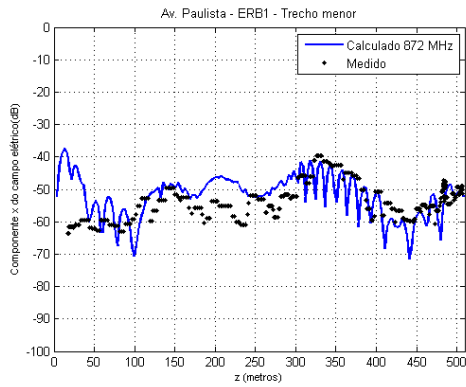
(a) Sem *offset*



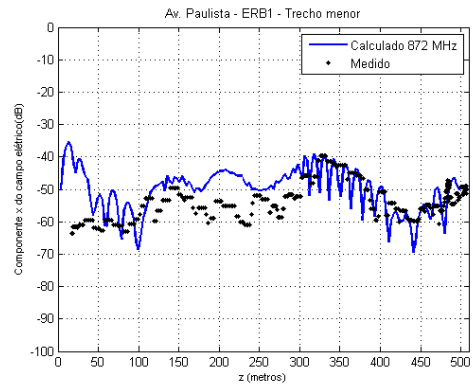
(b) *Offset* de +1dB

Figura 4.11: Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor].

Aplicando o padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L$  igual a  $2\lambda$ ,  $5\lambda$  e  $10\lambda$  temos :

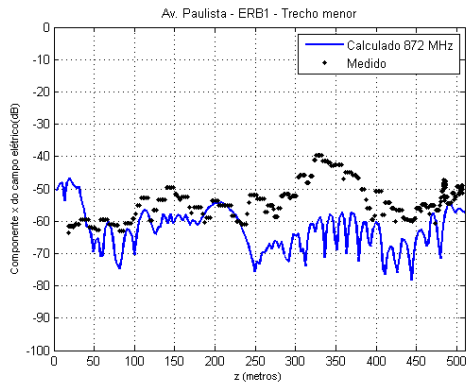


(a) Sem *offset*

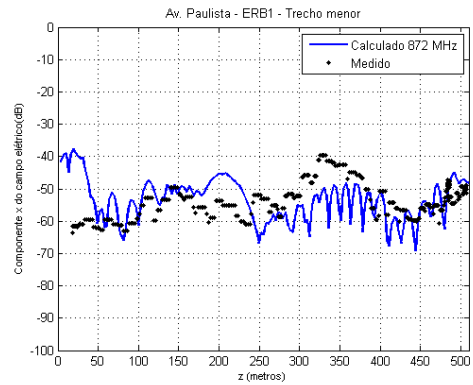


(b) *Offset* de +2dB

Figura 4.12: Simulação do trecho menor para  $L = 2\lambda$  [Próprio Autor].

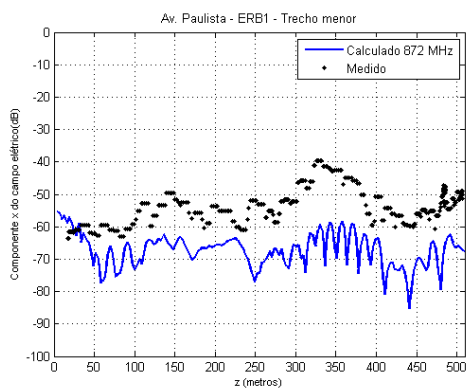


(a) Sem *offset*

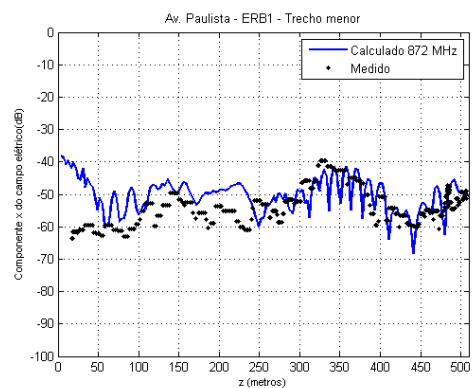


(b) *Offset* de +9dB

Figura 4.13: Simulação do trecho menor para  $L = 5\lambda$  [Próprio Autor].



(a) Sem *offset*



(b) *Offset* de +17dB

Figura 4.14: Simulação do trecho menor para  $L = 10\lambda$  [Próprio Autor].

Tabela 4.3: Comparação entre os erros para os valores com e sem *offset* [Próprio Autor].

Padrão de Radiação	MAE (sem <i>offset</i> )	MAE (com <i>offset</i> )
Dipolo Ideal	6,5978	6,5749
FLU com $L = 2\lambda$	4,7965	4,5221
FLU com $L = 5\lambda$	9,8548	4,8055
FLU com $L = 10\lambda$	<b>15,4986</b>	<b>4,0665</b>

A melhor representação do sinal medido foi pelo padrão de radiação FLU com  $L = 10\lambda$  e *offset* de +17 dB. Para está simulação o tipo de padrão de radiação tem forte impacto no comportamento do sinal pela antenna está a 61 metros de altura, assim o sinal nos primeiros metros após a antenna é sofre uma maior atenuação e logo depois começa a subir. O que justifica um padrão de radiação com um feixe mais estreito.

#### Frequência de 872 MHz - Trecho maior (1.300 metros)

A segunda antenna cobre um trecho de 1.300 metros de extensão com latitude de  $23^{\circ}34'7.64''S$  e longitude de  $46^{\circ}38'49.71''O$ , como mostrado na Figura 4.15.

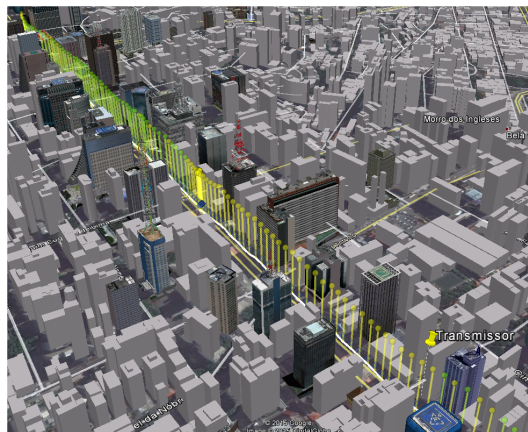
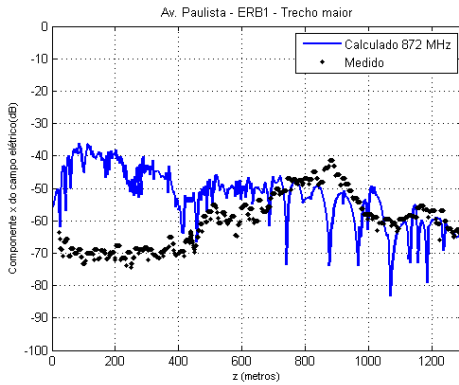
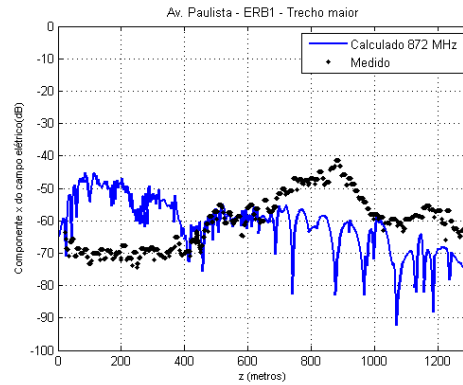


Figura 4.15: Localização da segunda antenna para a frequência de 875MHz [Próprio Autor].

A Figura 4.16 apresenta o gráfico para um padrão de radiação para um dipolo ideal.



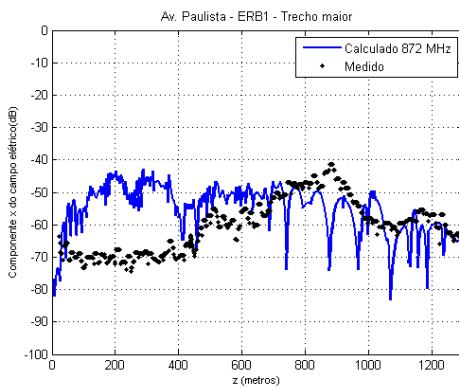
(a) Sem *offset*



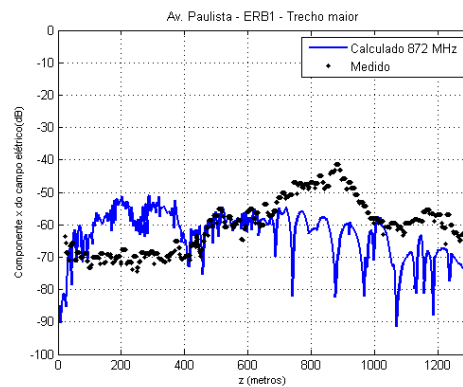
(b) *Offset* de -9dB

Figura 4.16: Simulação do trecho maior para um Dipolo Ideal [Próprio Autor].

Aplicando o padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme, para  $L$  igual a  $2\lambda$ ,  $5\lambda$  e  $10\lambda$  temos :



(a) Sem *offset*



(b) *Offset* de -8dB

Figura 4.17: Simulação do trecho maior para  $L = 2\lambda$  [Próprio Autor].



A melhor representação do sinal medido foi pelo padrão de radiação FLU com  $L = 5\lambda$  e *offset* de -2dB. O padrão de radiação tem forte contribuição no sinal medido, que começa baixo e vai aumentando. Por outro lado, esse comportamento não é totalmente previsto pelo modelo nos primeiros 200 metros, o que pode estar ocorrendo são interferências destrutivas no sinal medido por causa do espalhamento, não previsto no modelo e sendo mostrado esse pico nos primeiros 200 metros, além dos picos negativos durante todo o percurso.

### Frequência de 857 MHz

Para esta frequência foram utilizadas as antenas mostradas na Figura 3.15, cada uma fazendo a cobertura em uma direção da avenida. Os parâmetros utilizados para a simulação em ambos os casos foram:

- Altura da antena transmissora ( $y_x$ ): 7 m;
- Posição da antena em relação à rua ( $y_s$ ): 49 m;
- Largura da rua ( $h$ ): 49 m;
- Altura da antena receptora ( $x$ ): 1.8 m;
- Posição do receptor em relação à rua ( $y$ ): de 15 m;
- Permissividade ( $\epsilon$ ) de 15 e Condutividade ( $\sigma$ ) de 7 S/m [Silva 2007].
- Intervalo de espaçamento: = 0,035 metros
- Janelamento: 3 metros
- Velocidade média do móvel: 33 km/h

A primeira antena cobre um trecho de 650 metros de extensão com latitude de  $23^{\circ}33'38.68''\text{S}$  e longitude de  $46^{\circ}39'27.30''\text{O}$ , como mostrado na Figura 4.20.

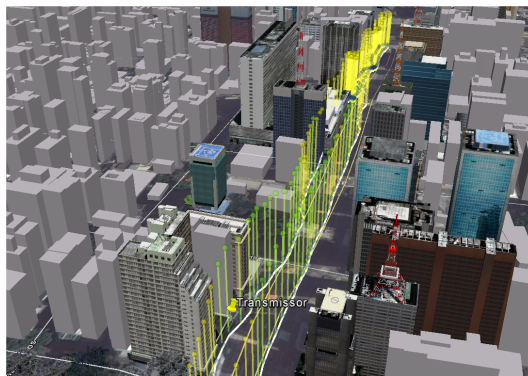


Figura 4.20: Localização da primeira antena para a frequência de 857MHz [Próprio Autor].

### Frequência de 857 MHz - Trecho menor (650 metros)

A Figura 4.21 apresenta o gráfico para um padrão de radiação para um dipolo ideal.

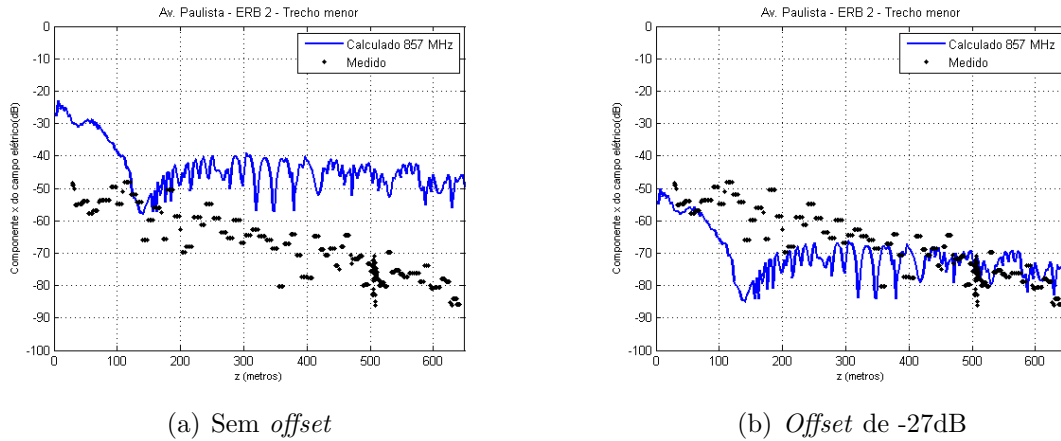


Figura 4.21: Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor].

Aplicando o padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L$  igual a  $2\lambda$ ,  $5\lambda$  e  $10\lambda$  temos :

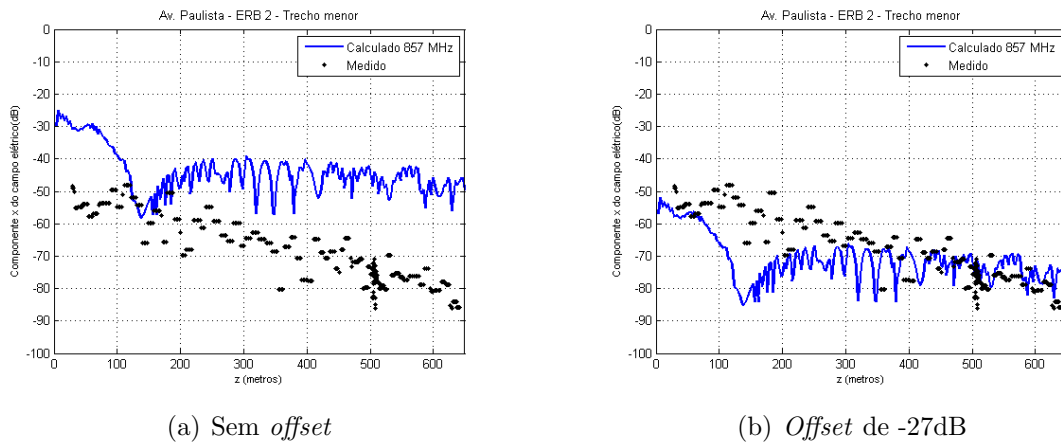


Figura 4.22: Simulação do trecho menor para  $L = 2\lambda$  [Próprio Autor].

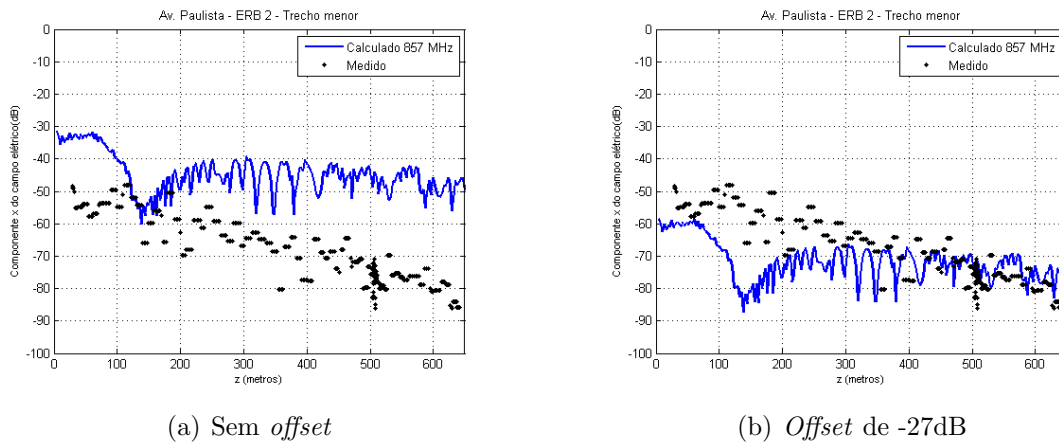


Figura 4.23: Simulação do trecho menor para  $L = 5\lambda$  [Próprio Autor].

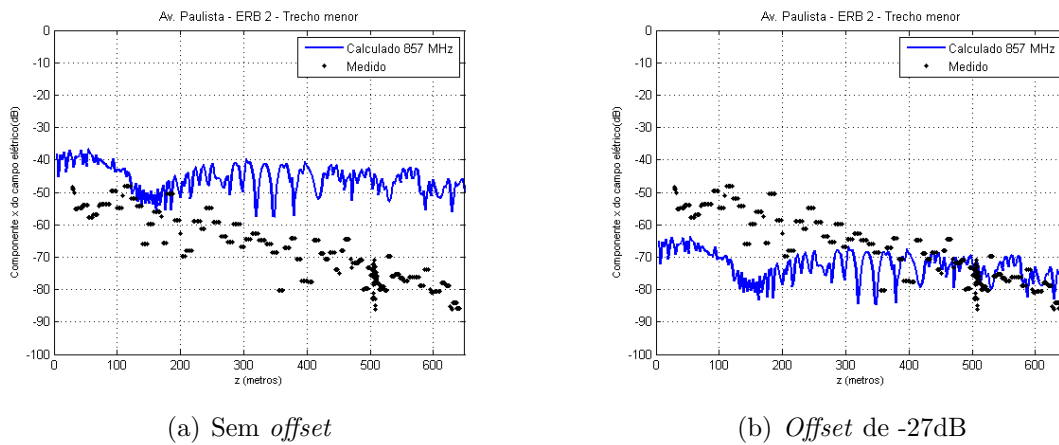


Figura 4.24: Simulação do trecho menor para  $L = 10\lambda$  [Próprio Autor].

Tabela 4.5: Comparação entre os erros para os valores com e sem *offset* [Próprio Autor].

Padrão de Radiação	MAE (sem <i>offset</i> )	MAE (com <i>offset</i> )
Dipolo Ideal	<b>25,0829</b>	<b>6.8356</b>
FLU com $L = 2\lambda$	25,0210	6,8798
FLU com $L = 5\lambda$	24,7137	7,1043
FLU com $L = 10\lambda$	23,9682	7,5949



A melhor representação do sinal medido foi pelo padrão de radiação Dipolo Ideal com *offset* de -27dB. Pelo fato da antena está há apenas 7 metros de altura o sinal não terá grande atenuação próximo a antena transmissora, assim como esperado o padrão de radiação Dipolo Ideal foi o que melhor representou o comportamento do sinal medido.

### Frequência de 857 MHz - Trecho maior (1.720 metros)

A segunda antena cobre um trecho de 1.720 metros de extensão com latitude de 23°33'39.19"S e longitude de 46°39'26.73"O, como mostrado na Figura 4.25.

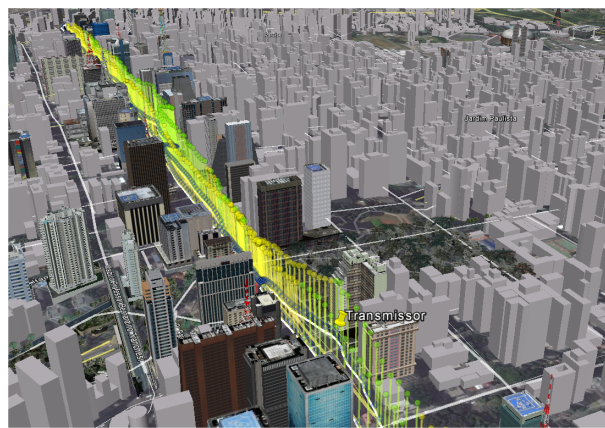


Figura 4.25: Localização da segunda antena para a frequência de 857MHz [Próprio Autor].

A Figura 4.26 apresenta o gráfico para um padrão de radiação para um dipolo ideal.

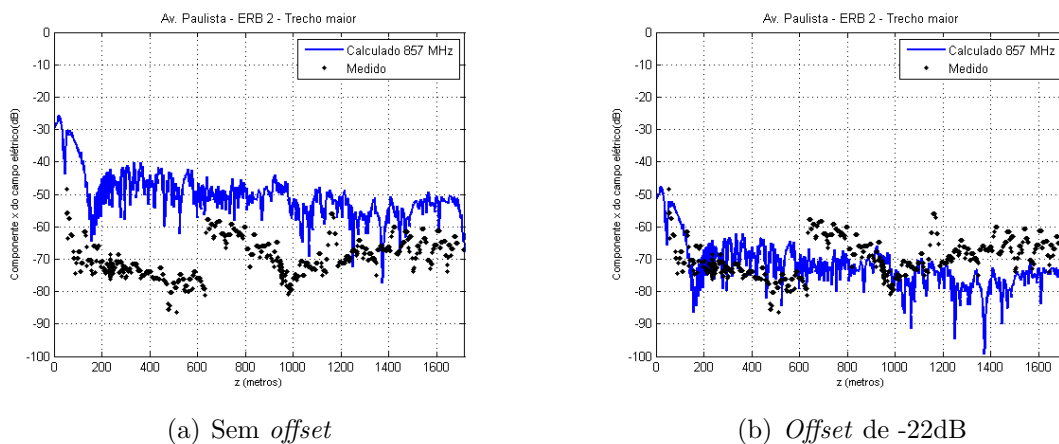
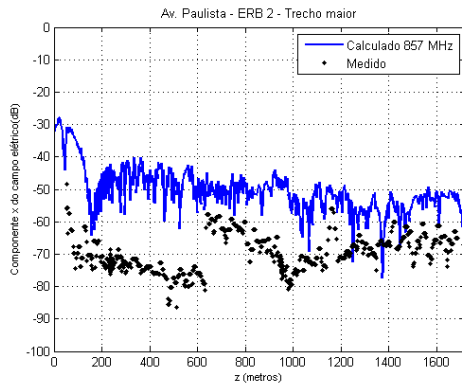
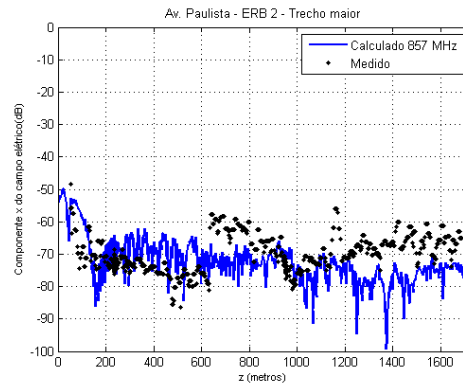


Figura 4.26: Simulação do trecho menor para um Dipolo Ideal [Próprio Autor].

Aplicando o padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme, para  $L$  igual a  $2\lambda$ ,  $5\lambda$  e  $10\lambda$  temos :

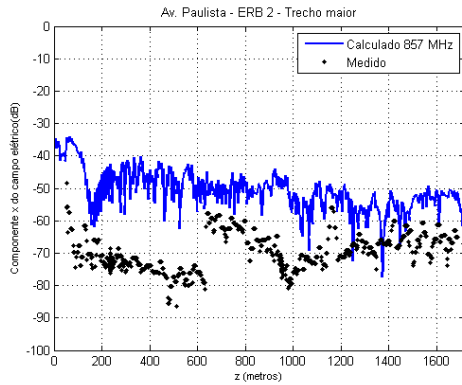


(a) Sem *offset*

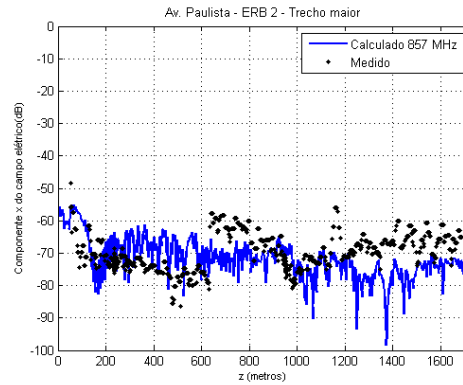


(b) *Offset* de -22dB

Figura 4.27: Simulação do trecho menor para  $L = 2\lambda$  [Próprio Autor].

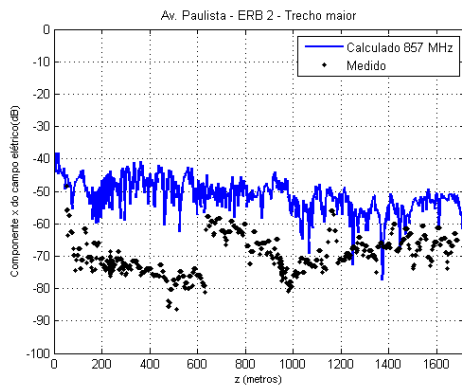


(a) Sem *offset*

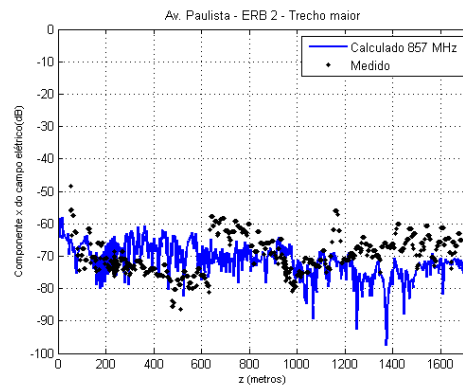


(b) *Offset* de -21dB

Figura 4.28: Simulação do trecho menor para  $L = 5\lambda$  [Próprio Autor].



(a) Sem *offset*



(b) *Offset* de -20dB

Figura 4.29: Simulação do trecho menor para  $L = 10\lambda$  [Próprio Autor].

Tabela 4.6: Comparação entre os valores dos erros para os valores com e sem *offset* [Próprio Autor].

Padrão de Radiação	MAE (sem <i>offset</i> )	MAE (com <i>offset</i> )
Dipolo Ideal	20,7397	7,3234
FLU com $L = 2\lambda$	20,6925	7,2942
FLU com $L = 5\lambda$	20,4542	7,1413
FLU com $L = 10\lambda$	<b>19,6326</b>	<b>6,9368</b>

A melhor representação do sinal medido foi pelo padrão de radiação FLU com  $L = 10\lambda$  e *offset* de -20dB. Diferente do trecho menor, o padrão de radiação FLU que melhor representou o sinal medido foi o mais estreito. Porém os valores mostrados na tabela 4.6 estão variando por alguns décimos.

## 4.2 Melhores Resultados

Para uma análise mais detalhada das contribuições envolvidas por cada componente do sinal, são apresentadas as contribuições do raio direto, refletido no solo, reflexões laterais, difração nas bordas e difração no topo, dos melhores resultados para local analisado. A Figura 4.30 e 4.31 mostram as contribuições de cada componente para os melhores resultados da Rua dos Bandeirantes.

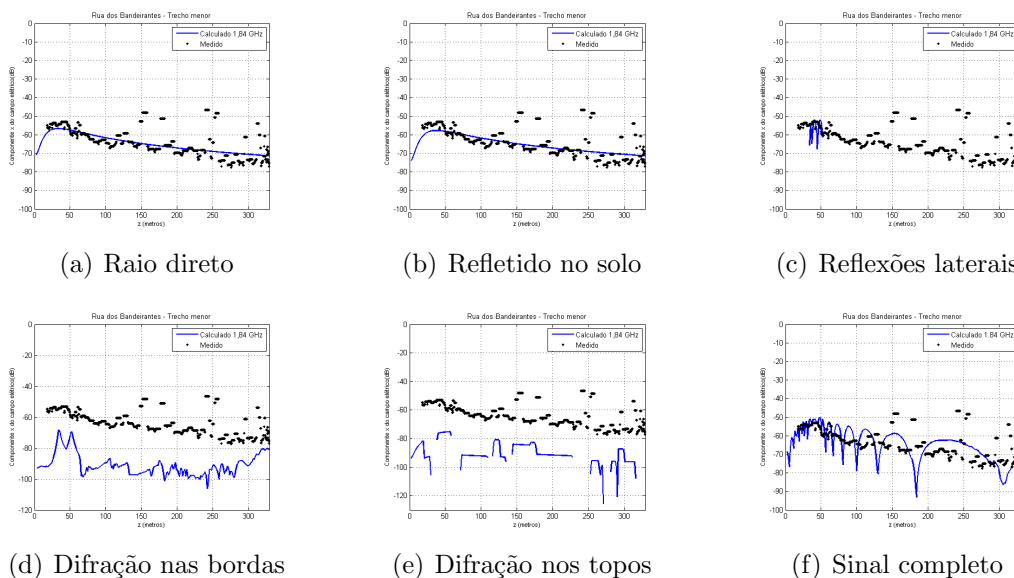


Figura 4.30: Contribuições para o trecho menor da Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor].

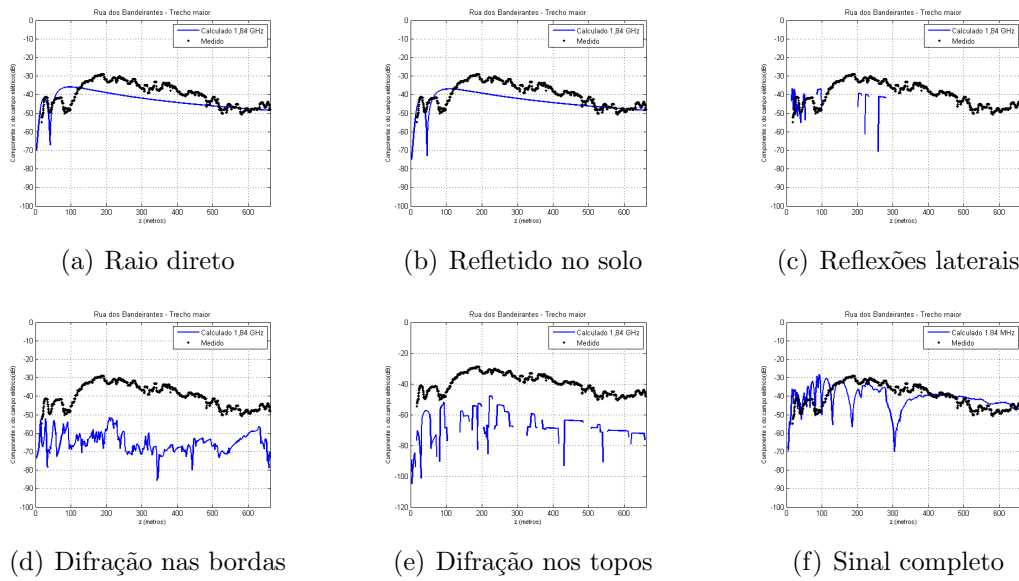


Figura 4.31: Contribuições para o trecho maior para a Rua dos Bandeirantes [Próprio Autor].

Para a Avenida Paulista a Figura 4.32 e 4.33, mostram as contribuições para os melhores resultados para a ERB 1.

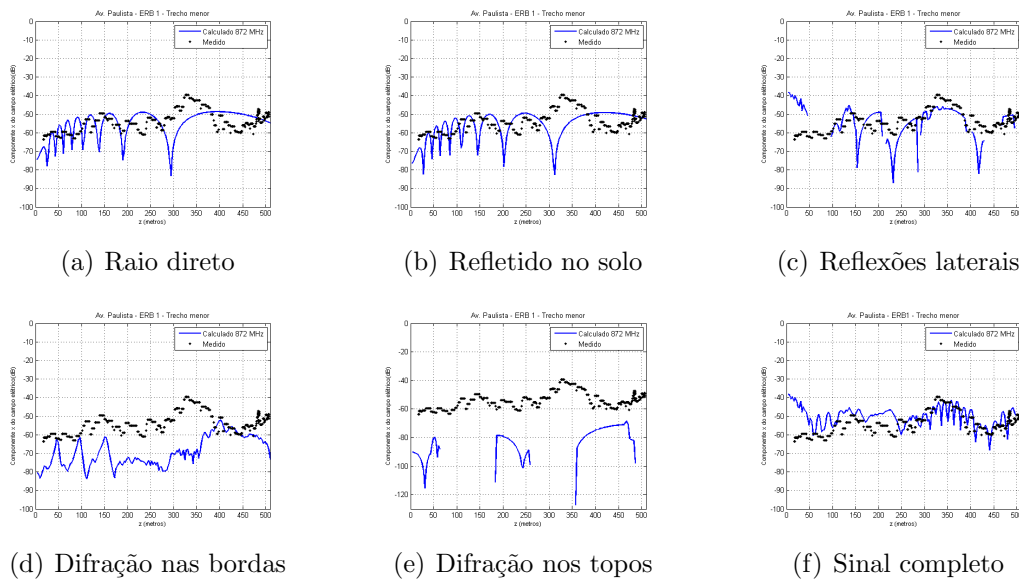


Figura 4.32: Contribuições para o trecho menor da Av. Paulista ERB 1 [Próprio Autor].

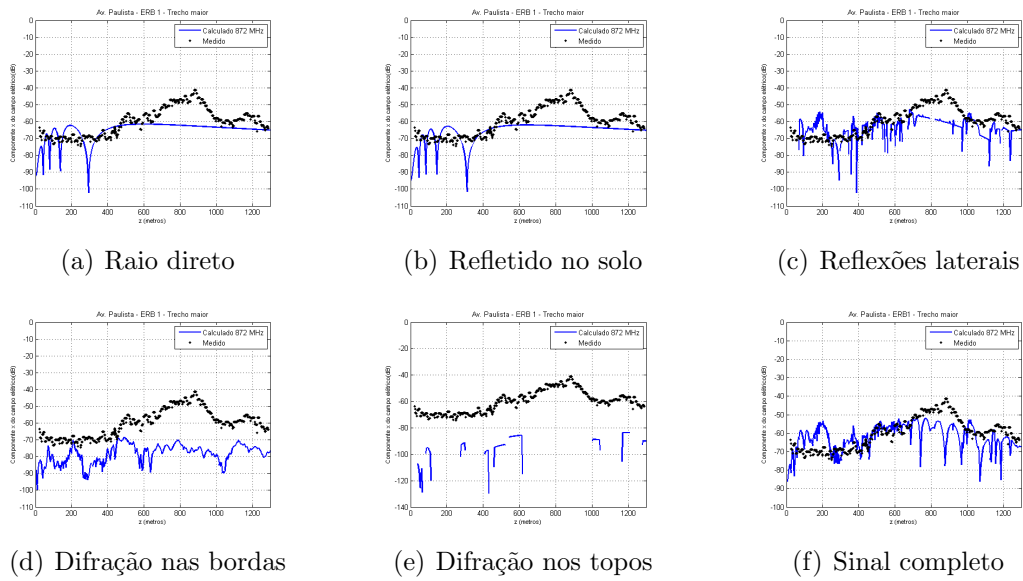


Figura 4.33: Contribuições para o trecho maior da Av. Paulista ERB 1 [Próprio Autor].

A Figura 4.34 e 4.35, mostram as contribuições para os melhores resultados para a ERB 2 da Avenida Paulista.

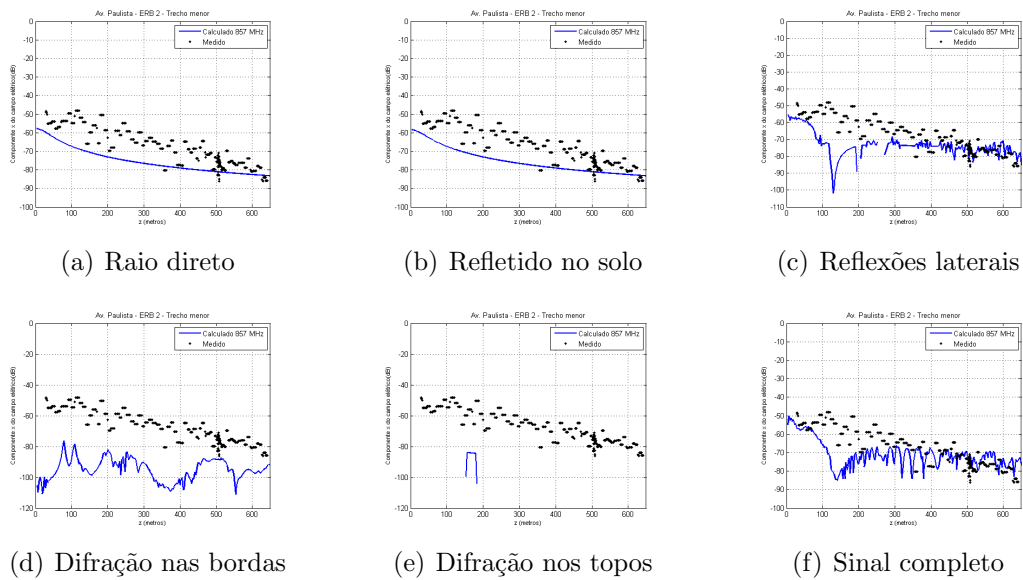


Figura 4.34: Contribuições o trecho menor da Av. Paulista para a frequência de 857 MHz [Próprio Autor].

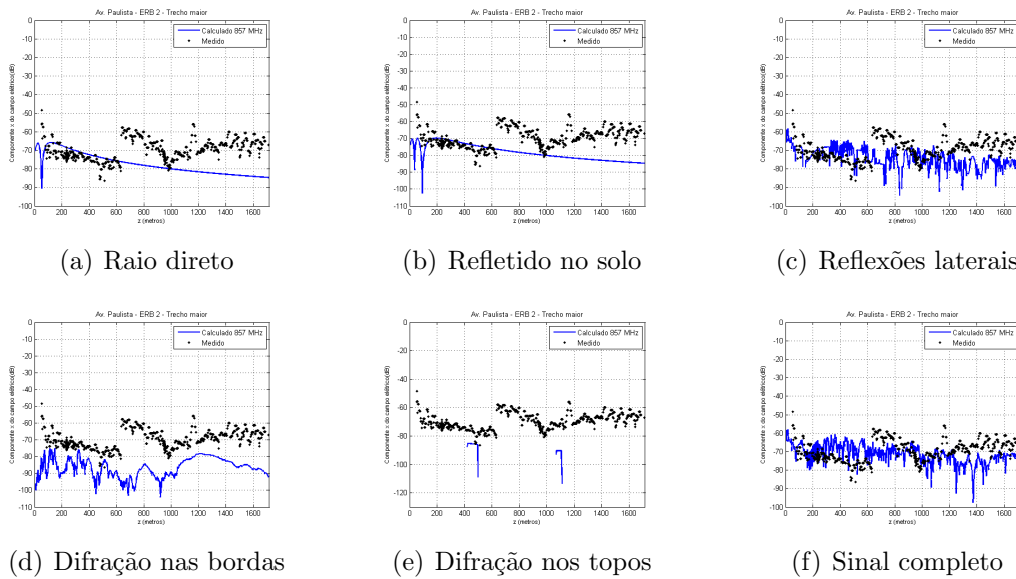


Figura 4.35: Contribuições para o trecho maior da Av. Paulista para a frequência de 872 MHz [Próprio Autor].

Analisando as contribuições para cada região podemos notar que os componentes das reflexões laterais, difrações nas bordas e difrações nos topos possuem uma grande contribuição na composição do sinal. Na Rua dos Bandeirantes, pela antena transmissora está à 25 metros de altura e as construções não serem altas quanto a antena transmissora há uma pequena contribuição das reflexões laterais, por outro lado as difrações possuem um papel importante na composição do sinal.

Na Avenida Paulista, a ERB 1 possui uma antena transmissora à 61 metros de altura e pelo fato de existirem muitos prédios altos há uma grande contribuição das reflexões laterais e contribuições pontuais na difração nos topos. Na a ERB 2 com antena transmissora com 7 metros de altura a difração nos topos aparecem em apenas pontos específicos, havendo uma grande contribuição das reflexões laterais e difração nas bordas.

De maneira geral, a partir dos gráficos plotados notamos que há uma grande semelhança entre os sinais medidos e calculados, sendo comprovado a partir dos valores do MAE calculado. Os resultados foram alcançados obtendo o menor valor do Erro Médio Absoluto (MAE - *Mean Absolute Error*) entre o valor medido e o valor calculado, o que significa dizer, quanto mais próximo de zero significa que os valores gerados pelo modelo desenvolvido seguem estreitamente os valores medidos na prática.

Mesmo com o valor de MAE baixo, não é possível prever com total acerto, MAE igual a zero, por fatores não levado em consideração como espalhamento em árvores, postes ou placas ou detalhes nas construções que podem interferir na propagação do sinal. Diante disto este trabalho apresenta um modelo de propagação que consegue prever com um baixo erro em relação ao sinal medido, possibilitando o ajuste das

características desconhecidas da antena transmissora.

### 4.2.1 Parâmetros Importantes (Análise)

A partir dos resultados obtidos com a simulação do modelo de propagação para a cidade de Feira de Santana e São Paulo, é possível calcular os parâmetros importantes para as comunicações digitais e tecnologias 4G.

#### Rua dos Bandeirantes

A Figura 4.36 apresenta o *delay spread* para os melhores resultados da Rua dos Bandeirantes.

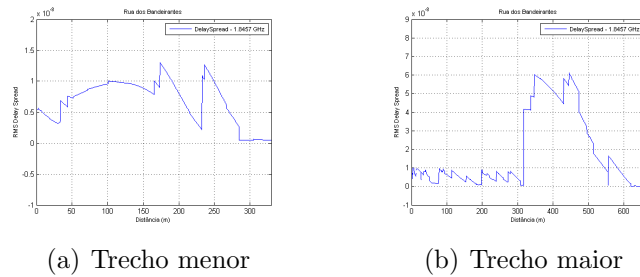


Figura 4.36: Delay Spread para a Rua dos bandeirantes [Próprio Autor].

A Figura 4.37 apresenta o *Power delay profile* para quatros pontos de recepção ao longo do eixo  $z$  para trecho menor.

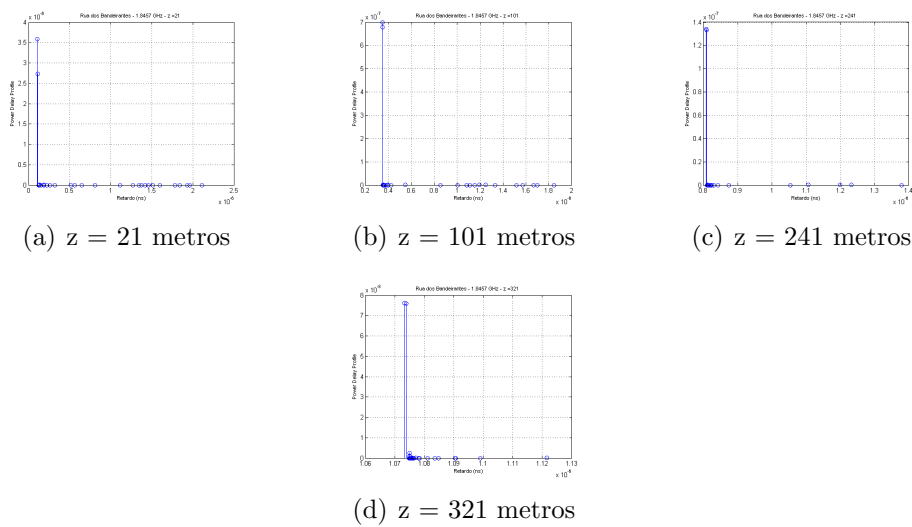


Figura 4.37: Delay Spread para a Rua dos bandeirantes [Próprio Autor].

A Figura 4.38 apresenta o *Power delay profile* para quatros pontos de recepção ao longo do eixo  $z$  para trecho maior.

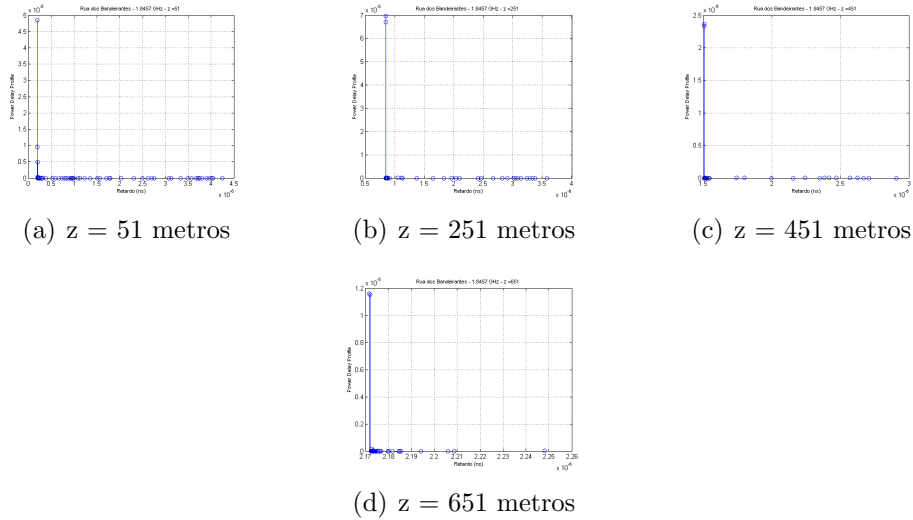


Figura 4.38: Delay Spread para a Rua dos bandeirantes [Próprio Autor].

### Avenida Paulista

A Figura 4.39 apresenta o *delay spread* para os melhores resultados para a ERB 1.

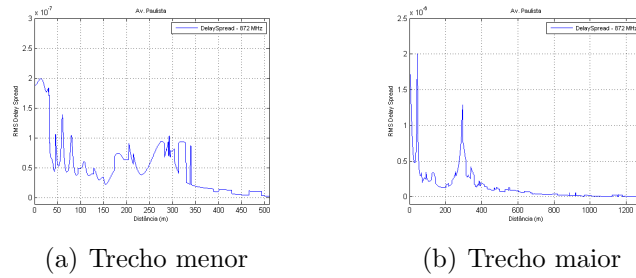


Figura 4.39: Delay Spread para a ERB 1 da Av. Paulista [Próprio Autor].



A Figura 4.40 apresenta o *Power delay profile* para quatros pontos de recepção ao longo do eixo  $z$  para trecho menor para a ERB 1.

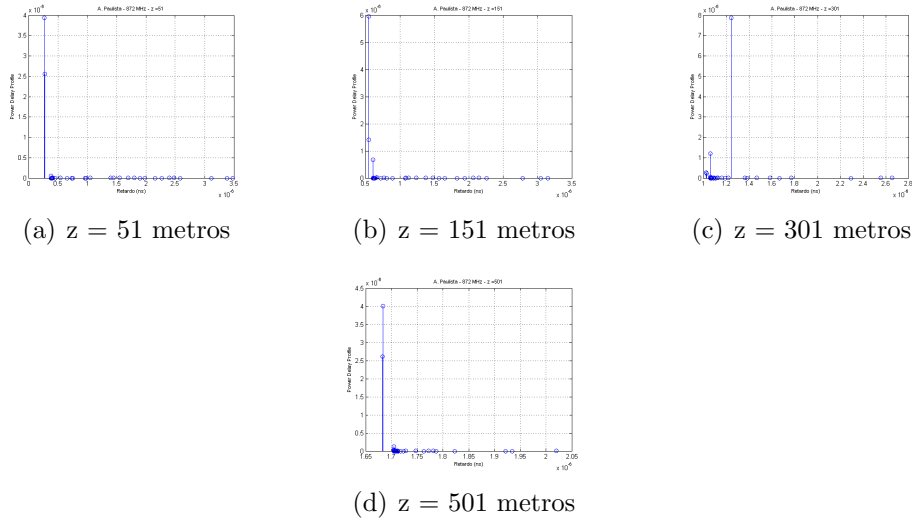


Figura 4.40: *Power delay profile* para o trecho menor da ERB 1 da Av. Paulista [Próprio Autor].

A Figura 4.41 apresenta o *Power delay profile* para quatros pontos de recepção ao longo do eixo  $z$  para trecho maior para a ERB 1.

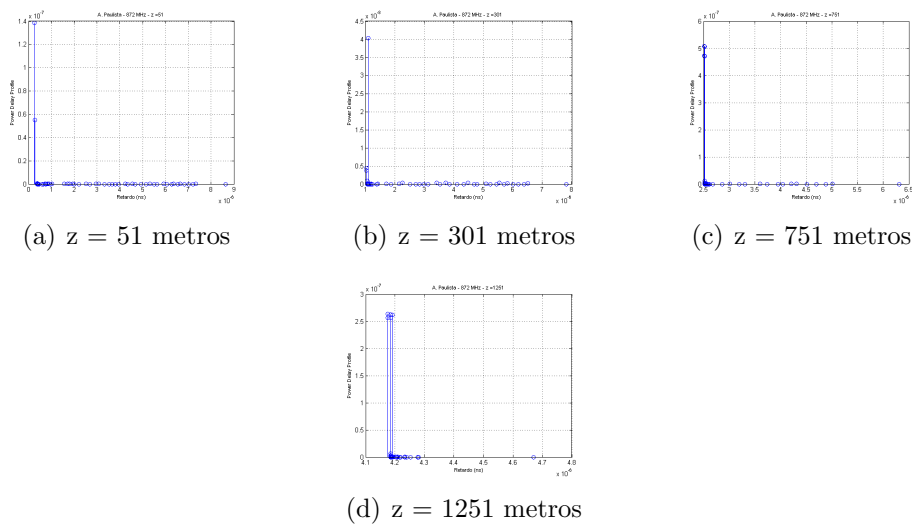


Figura 4.41: *Power delay profile* para o trecho maior da ERB 1 da Av. Paulista [Próprio Autor].

A Figura 4.42 apresenta o *delay spread* para os melhores resultados para a ERB 2.

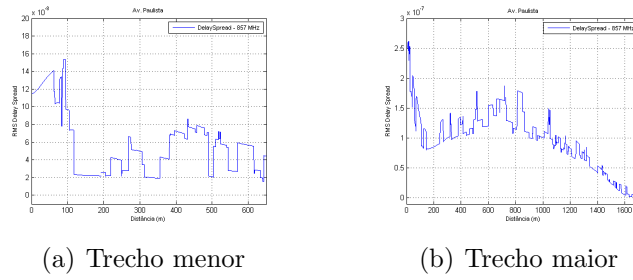


Figura 4.42: Delay Spread a ERB 2 da Av. Paulista [Próprio Autor].

A Figura 4.43 apresenta o *Power delay profile* para quatro pontos de recepção ao longo do eixo  $z$  para trecho menor para a ERB 2.

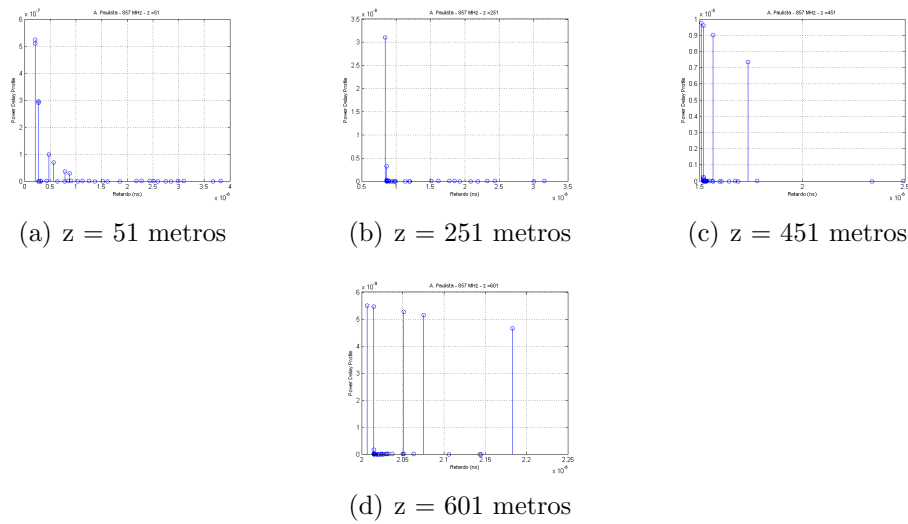
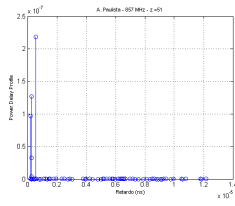
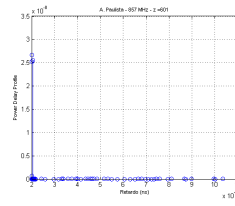


Figura 4.43: *Power delay profile* para o trecho menor da ERB 2 da Av. Paulista [Próprio Autor].

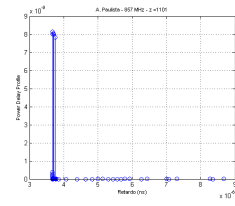
A Figura 4.44 apresenta o *Power delay profile* para quatro pontos de recepção ao longo do eixo  $z$  para trecho maior para a ERB 2.



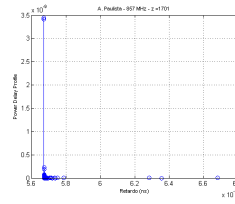
(a)  $z = 51$  metros



(b)  $z = 601$  metros



(c)  $z = 1101$  metros



(d)  $z = 1701$  metros

Figura 4.44: *Power delay profile* para o trecho maior da ERB 2 da Av. Paulista [Próprio Autor].

A partir da análise do *delay spread* e *power delay profile*, notamos que o efeito do multipercurso não está interferindo no sinal recebido a partir das simulações. O único ponto que existiu contribuições significativas do perfil de atraso (*Power delay profile*) foi a Figura 4.43 nos pontos  $z = 451$  e  $z = 601$ , em que componentes do sinal transmitido chegam com uma potência significativa que podem causar uma interferência inter-símbolos.

# Capítulo 5

## Considerações Finais

Este trabalho de mestrado consiste no desenvolvimento de um modelo de propagação determinístico para ambientes com antenas acima do topo dos prédios, no qual foi desenvolvido um equacionamento para as difrações no topo dos prédios e uma estrutura para guias de ondas que considera uma antena transmissora acima do topo dos prédios. A difração no topo dos prédios uma das principais contribuições deste trabalho, em que, foi desenvolvido a partir de uma análise vetorial tridimensional detalhada e utilizado uma abordagem mais precisa da UTD para o coeficiente de difração desenvolvida pelo Dr. Edgar Júnior.

As simulações foram realizadas utilizando a base de dados dos locais definidos, as equações desenvolvidas pelo Dr. Edgar Júnior e equações desenvolvidas para as difrações no topo dos prédios, aplicados no modelo de guias de ondas com antena acima do topo dos prédios, para calcular a intensidade do sinal que será recebido por um receptor. Para a validação do modelo são comparados os valores medidos com os valores calculados de dois cenários urbanos localizado na cidade de Feira de Santana - BA e São Paulo - SP.

Com a falta das informações sobre as características técnicas das antenas transmissoras, como o padrão de radiação, o ganho do transmissor e a potência transmitida, houve a necessidade de estimar estes parâmetros. Para estimar esses valores é tomado como base o MAE (Erro Absoluto Médio) entre o valor calculado e o valor medido, onde o menor valor de MAE determina estes parâmetros, como definido na Equação 4.5. Assim, com a aplicação desse *offset* fazemos com o que os valores calculados represente o sinal medido com o menor erro entre eles.

Analisando o MAE das simulações realizadas, obtemos as melhores representações para as medições coletadas para a Rua dos Bandeirantes e Avenida Paulista. Para o trecho menor (327 metros) da Rua dos Bandeirantes, apresentada na Figura 4.2, a melhor configuração obteve um MAE de 6,1768 com *offset* de -21dB e aplicando o padrão de radiação Dipolo Ideal. Para o trecho maior (663 metros), apresentada na Figura 4.7, o valor do MAE é de 5,1796 com *offset* de +8dB e padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L = 2\lambda$ .

Para a ERB 1 (872 MHz) da Avenida Paulista, a melhor configuração para o trecho menor (510 metros), apresentada na Figura 4.14, obteve um MAE de 4,0665 com *offset* de +17dB e padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L = 10\lambda$ . Para o trecho maior (1.300 metros), apresentada na Figura 4.18, obteve um MAE de 6,1519 com *offset* de -2dB e padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L = 5\lambda$ .

Para a ERB 2 (857 MHz) da Avenida Paulista, a melhor configuração para o trecho menor (650 metros), apresentada na Figura 4.21, obteve um MAE de 6,8356 com *offset* de -27dB e padrão de radiação Dipolo Ideal. Para o trecho maior (1.720 metros), apresentada na Figura 4.29, obteve um MAE de 6,9368 com *offset* de -20dB e padrão de radiação Fonte de Linha Uniforme para  $L = 10\lambda$ .

A partir da análise da cada contribuição, apresentado na seção 4.2, notamos que a difração no topo dos prédios tem uma grande contribuição na Rua dos Bandeirantes e na ERB 1 da Avenida Paulista. Já para a ERB 2 da Av. Paulista a contribuição foi quase nula, isso se deu pelo fato da antena ter sido instalada com apenas 7 metros de altura.

Com a comparação entre os valores calculados pelo modelo desenvolvido e os valores medidos e seus devidos ajustes o modelo está validado, ou seja, os valores calculados representam o comportamento real do sinal. Desta forma, a partir dos resultados obtidos da aplicação do modelo de propagação, é possível calcular alguns parâmetros importantes para as comunicações digitais e tecnologias 4G como o *delay spread* e *delay profile*, apresentados na seção 4.2.1.

A partir da análise do *delay spread*, identificamos o perfil em relação ao atraso médio das componentes do multipercurso e a partir do *power delay profile*, com mostras em distâncias distintas, o perfil de retardo de potência resultou na ilustração da contribuição dos componentes do multipercurso no seu respectivo instante de tempo, o que permite avaliar a qualidade da transmissão [Ferreira 2010, Martins 2013].

De acordo com os resultados apresentados pelas simulações e comparações com os valores medidos do sinal transmitido, conclui-se que o objetivo deste trabalho de apresentar o um modelo de propagação para cenários com antenas acima do topo dos prédios foi atingido. Sendo assim, a principal contribuição deste trabalho foi a de proporcionar uma abordagem com a aplicação em cidades brasileiras e a partir dos resultados adquiridos firmar possível parceria futuramente com empresas nacionais, de forma que a metodologia desenvolvida possa ser aplicada em qualquer região urbana ou suburbana com construções de diferentes alturas e antena transmissora acima do topo dos prédios e a publicação em congressos e periódicos internacionais especializados, tornando-se disponíveis à comunidade científica.

Para sugestões para trabalhos futuros, a inclusão de árvores, placas, postes, objetos existentes no cenário urbano que podem interferir positivamente ou negativamente a construção do sinal, de modo a inserir mais detalhes para a previsão do sinal.

# Referências Bibliográficas

- [Almeida et al. 2015] Almeida, K. S., Santos, R. T., Silva, E., Cardoso, C. C., e Oliveira, I. M. (2015). Uhf signal measurements and prediction using propagation models. *In Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2015 SBMO/IEEE MTT-S International*, 1:1–6.
- [Alves 2005] Alves, F. A. (2005). Modelo 2.5d de predição de propagação para ambientes interiores utilizando o método do traçado de raios. Master's thesis, Universidade Federal do Rio Grande do Norte.
- [Andersen et al. 1995] Andersen, J. B., Rappaport, T. S., e Yoshida, S. (1995). Propagation measurements and models for wireless communications channels. *Communications Magazine, IEEE*, 33(1):42–49.
- [Balanis 2012] Balanis, C. A. (2012). *Antenna theory: analysis and design*. 3 edition.
- [Bertoni 2000] Bertoni, H. L. (2000). *Radio propagation for modern wireless systems*.
- [Bertoni et al. 1994] Bertoni, H. L., Honcharenko, W., Macel, L., e Xia, H. (1994). Uhf propagation prediction for wireless personal communications. *Proceedings of the IEEE*, 82(9):1333–1359.
- [Bertoni et al. 1993] Bertoni, H. L., Xia, H. H., e et al. (1993). Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 41:1439 – 1447.
- [Burbank et al. 2011] Burbank, J. L., Kasch, W., e Ward, J. (2011). *An introduction to network modeling and simulation for the practicing engineer*, volume 5.
- [da Cruz 2005] da Cruz, S. C. (2005). *Verificação dos Níveis de Radiação Emitidos pelas Antenas das ERBs e a Percepção das Comunidades Próximas*. PhD thesis, PUC-Rio.
- [Ferreira 2010] Ferreira, S. F. P. (2010). Influência do excesso de atraso do canal na taxa de transmissão para o planejamento de sistemas celulares. Master's thesis, Universidade Federal de Campina Grande.
- [Gonzalez 2009] Gonzalez, R. R. (2009). Análise de atenuação de sinal em ambientes indoor usando lógica nebulosa. Master's thesis, Universidade Católica de Campinas.

- [Greenstein et al. 1997] Greenstein, L. J., Erceg, V., Yeh, Y. S., e Clark, M. V. (1997). A new path-gain/delay-spread propagation model for digital cellular channels. *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, 46:477–485.
- [Grubisic 2005] Grubisic, S. (2005). Predição de campos em ambientes interiores utilizando a técnica de traçado de raios. Master’s thesis, Universidade Federal de Santa Catarina.
- [Grubisic 2012] Grubisic, S. (2012). *Técnica de Traçado de Raios associada à meta-heurísticas para otimização do posicionamento de antenas em ambientes interiores*. PhD thesis, Universidade Federal De Santa Catarina.
- [Iskander e Yun 2002] Iskander, M. F. e Yun, Z. (2002). Propagation prediction models for wireless communication systems. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 50(3):662–673.
- [Martins 2013] Martins, E. P. (2013). Caracterização do canal de radio propagação em banda larga nas faixas 2.5 e 3.5 ghz. Master’s thesis, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.
- [Mendonça 2002] Mendonça, L. A. (2002). Análise da propagação de ondas eletromagnéticas em canais com desvanecimento. Master’s thesis, Instituto Nacional de Telecomunicações.
- [Meza 2013] Meza, W. D. T. (2013). *Caracterização de canal rádio móvel em ambientes suburbanos geograficamente acidentados na faixa de 5.8 GHz*. PhD thesis, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.
- [Olufemi et al. 2013] Olufemi, A., Oluwole, F., e Olajide, O. (2013). Uhf band radio wave propagation mechanism in forested environments for wireless communication systems. *Journal of Information Engineering and Applications*, 3(7):11–16.
- [Parsons 2000] Parsons, J. D. (2000). *The mobile radio propagation channel*, volume 2.
- [Qu et al. 2012] Qu, W., Jia, X., Weigang, Z., e Chong, W. (2012). Research and simulation of signal diffraction loss based on utd theory. *In: Image and Signal Processing (CISP), 2012 5th International Congress on. IEEE*, pp. 1847–1850.
- [Rappaport 2002] Rappaport, T. S. (2002). *Wireless communications: principles and practice*. 2 edition.
- [Rustako Jr et al. 1991] Rustako Jr, A. J., Amitay, N., O. G. J., e Roman, R. S. (1991). Radio propagation at microwave frequencies for line-of-sight microcellular mobile and personal communications. *Vehicular Technology, IEEE Transactions*, 40:203–210.
- [Sarkar et al. 2003] Sarkar, T., Ji, Z., Kim, K., Medouri, A., e Salazar-Palma, M. (2003). A survey of various propagation models for mobile communication. *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, 45(3):51–82.

- [Silva 2007] Silva, E. (2007). *Uma Análise Vetorial de Propagação UHF e de Microondas em Áreas Urbanas e Rurais Usando Teoria do Traçado do Raio*. PhD thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica Universidade Federal de Uberlândia.
- [Silva Jr. e Carrijo 2012] Silva Jr., E. e Carrijo, G. A. (2012). Microcellular propagation at uhf and microwave frequencies for personal communications. *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, 36(3):1232–1254.
- [Silva Jr. et al. 2011] Silva Jr., E., Carrijo, G. A., e Lima, E. (2011). A three-dimensional microcellular line-of-sight propagation model using utd wedge diffraction. *Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International. IEEE*, pp. 573–577.
- [Stutzman e Thiele 2012] Stutzman, W. L. e Thiele, G. A. (2012). *Antenna Theory and Design*. 3 edition.
- [Willmott e Matsuura 2005] Willmott, C. J. e Matsuura, K. (2005). Advantages of the mean absolute error (mae) over the root mean square error (rmse) in assessing average model performance. *Climate Research*, 30:79–82.
- [Yacoub 1993] Yacoub, M. D. (1993). *Foundations of mobile radio engineering*. 1 edition.