

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA
DO RIO DE JANEIRO



Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

**Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e
Modelagem da Perda e Transmissão através de Edificações
em Regiões Urbanizadas na Faixa de 2.5 GHz**

Tese de Doutorado

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio.

Orientador: Prof. Luiz Alencar Reis da Silva Mello

Rio de Janeiro
Setembro de 2013



Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

**Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e
Modelagem da Perda e Transmissão através de Edificações
em Regiões Urbanizadas na Faixa de 2.5 GHz**

Tese apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Doutor pelo programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Luiz Alencar Reis da Silva Melo
Orientador
CETUC / PUC - Rio

Prof. Carlos Vinicio Rodríguez Ron
CETUC / PUC - Rio

Prof. Glaucio Lima Siqueira
CETUC / PUC - Rio

Prof. Leni Joaquim de Matos
Universidade Federal Fluminense

Prof. Gervásio Protásio dos Santos Cavalcante
Universidade Federal do Pará

Prof. José Eugenio Leal
Coordenador Setorial do
Centro Técnico Científico - PUC-Rio

Rio de Janeiro, 12 de setembro de 2013

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem a autorização da universidade, do autor e do orientador.

Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

Graduou-se em Engenharia Elétrica na UFMA (Universidade Federal do Maranhão) em 1998. Em 2002 obteve o título de Mestre em Ciências em Engenharia Nuclear pelo Instituto Militar de Engenharia. Trabalhou como Gerente Regional de Pós-Vendas da Autotrac Comércio e Telecomunicações (2004-2008) e ainda como Gerente Nacional de Pós-Vendas pela empresa Microsol Tecnologia (2008-2009). É Professor da Universidade Gama Filho-RJ.

Ficha Catalográfica

Silva, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da

Caracterização do canal de propagação banda larga e modelagem da perda e transmissão através de edificações em regiões urbanizadas na faixa de 2.5 GHz / Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva ; orientador: Luiz Alencar Reis da Silva Mello. – 2013.

202 f. : il. (color.) ; 30 cm

Tese (doutorado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013.

Inclui bibliografia.

1. Engenharia elétrica – Teses. 2. Propagação em regiões urbanas. 3. Transmissão em edificações. 4. Comunicações sem fio. I. Mello, Luiz Alencar Reis da Silva. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Dedico este trabalho aos meus pais.

Agradecimentos

Antes de tudo eu agradeço a Deus, que sempre esteve ao meu lado me ajudando e me abençoando. Nos momentos mais difíceis deste estudo, onde o cansaço e o desgaste mental já não ajudavam muito no raciocínio, eu orava e pedia a Ele que me desse força para continuar. Em todas as vezes eu fui atendido. Graças a Deus eu consegui terminar este trabalho.

À meus pais, por me dar a vida, educação e por estarem ao meu lado durante toda a minha jornada, me apoiando e incentivando. Meu pai e minha mãe, cada um de sua maneira, representam o alicerce do meu sucesso.

À minha esposa e filhos, pela compreensão da minha ausência em diversos momentos importantes de suas vidas, para que eu pudesse realizar este trabalho.

À minha tia Maria das Graças Gonsioroski, minha segunda mãe, pelo carinho, educação e ajuda incondicional durante minha formação como homem, o que permitiu eu ter chegado até aqui. Deixo aqui registrado essa homenagem como forma de demonstrar meu reconhecimento por tudo que fez por mim.

Ao meu orientador, Professor Luiz Alencar Reis da Silva Melo, pela excelente orientação, competência, paciência e confiança.

Ao INMETRO, em especial ao Professor Rodolfo Sabóia, pelo empréstimo dos equipamentos que propiciaram a realização das medições.

Ao Professor Gláucio Siqueira, por toda ajuda durante o doutorado, sempre solícito e atencioso.

À Professora Leni Matos, que por diversas vezes propiciou o empréstimo do gerador de sinais, mas principalmente pelo apoio constante nas questões teórico-práticas que envolveram a realização deste trabalho.

Aos meus amigos Carlos Ron, Rogério Moreira, Eduardo Paes e Emerson, João Braz, Tiago Pina, Isaac Newton, Pedro Castellanos e Willian Teza pelo apoio durante as medições, ajuda nos códigos em MATLAB e pelas excelentes dicas e discussões realizadas que contribuíram para o desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Silva, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado; Mello, Luiz Alencar Reis da Silva. **Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda e Transmissão através de Edificações em Regiões Urbanizadas na Faixa de 2.5 GHz.** Rio de Janeiro, 2013. 202p. Tese de Doutorado - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Os engenheiros e projetistas enfrentam diversos desafios na fase de implantação das redes móveis celulares, sobretudo no planejamento da área de cobertura e da penetração da onda eletromagnética em ambientes *indoor*, em particular na faixa de 2.5 GHz. Adicionalmente, não se dispõe de muitos resultados sobre as constantes de propagação através das edificações que permitam calcular com precisão a contribuição de campo que atravessa edifícios que são especialmente importantes na predição de cobertura em sistemas microcelulares. A primeira parte desse estudo trata da caracterização do canal em banda larga e banda estreita a partir de resultados experimentais que fornecem informações essenciais na implementação e desenvolvimento de projetos de redes móveis. Em banda larga os resultados de dispersão temporal do canal, tais como, o retardo médio e o espalhamento de retardo, são obtidos através de dois métodos distintos e comparados entre si em condições de LOS e NLOS em ambientes urbano e suburbano. Em banda estreita é realizada a análise estatística do desvanecimento em pequena e larga escala característicos de cada região urbana e suburbana. Na segunda parte desse estudo discute-se a importância para a cobertura em regiões urbanas do campo eletromagnético que atravessa as edificações num ambiente microcelular e formula-se um modelo de perda de potência do sinal transmitido através de edificações características de ambientes urbanos e suburbanos.

Palavras-chave

Propagação em regiões urbanas; Transmissão em edificações; Comunicações sem fio

Abstract

Silva, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado; Mello, Luiz Alencar Reis da Silva (Advisor). **Wideband Channel Characterization and Building Transmission Loss Modeling in Urbanized Regions at 2.5 GHz.** Rio de Janeiro, 2013. 202p. Dsc. Thesis - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The engineers and designers face many challenges in the implementation of cellular mobile networks, especially in planning the coverage and penetration of the signal into indoor environments, in particular in the range of 2.5 GHz. Additionally, they do not have many results on the propagation constants through the buildings that allow the accurate calculation of the contribution of field that crosses buildings and are especially important in the prediction of coverage. The first part of this study deals with the broadband and narrowband characterization of the channel from experimental results that provide essential information to the development and implementation of projects of mobile networks. Broadband results of temporal dispersion of the channel, such as the mean delay and delay spread, are obtained by two distinct methods and compared for LOS and NLOS conditions in urban and suburban environments. The narrowband characterization includes the statistical analysis of the small-scale fading characteristic of urban and suburban region. In the second part of this study the representativeness of the signal going through the buildings is discussed and a model of loss of signal strength by the propagation through buildings in urban and suburban environments is formulated.

Key Words

Urban propagation; Building transmission loss; Wireless communications

Sumário

1. Introdução	18
1.1. Objetivos	19
1.2. Organização	20
2. Características do Canal Rádio Móvel	22
2.1. Características Banda Estreita	24
2.2. Características Banda Larga	28
2.2.1. Perfil de Potência de Retardos	41
2.2.1.1. Modelo de Saleh-Valenzuela	43
2.2.2. Banda de Coerência	44
2.3. Modelagem Estatística	45
3. Técnicas de Sondagem do Canal Rádio Móvel	48
3.1. Técnica de Sondagem em Banda Estreita	48
3.2. Técnicas de Sondagem em Banda Larga	49
3.3. Técnica das Multiportadoras	51
3.3.1. Modulação OFDM	52
3.3.2. Geração do Sinal OFDM com uma Sequência PN	58
4. Ambiente, Estrutura e Metodologia das Medições	61
4.1. Ambientes de Medições	63
4.2. <i>Setup</i> de Medições	65
4.3. Campanhas de medições	69
5. Obtenção e Análise dos Resultados	77
5.1. Análise Estatística	78
5.2. Caracterização Banda Estreita	79
5.2.1. Ambiente Urbano	80

5.2.1.1. Variabilidade em larga escala	80
5.2.1.2. Variabilidade em Pequena Escala	96
5.2.2. Ambiente Suburbano	101
5.2.2.1. Variabilidade em larga escala	101
5.2.2.2. Variabilidade em Pequena Escala	105
5.3. Caracterização Banda Larga	109
5.3.1. Ambiente Urbano	109
5.3.1.1. Obtenção dos Perfis de Potência de Retardo	110
5.3.2. Modelagem Estatística dos Parâmetros de Dispersão Temporal	127
5.3.3. Ambiente Suburbano	134
5.3.3.1. Obtenção dos Perfis de Potência de Retardo	134
5.3.4. Modelagem Estatística dos Parâmetros de Dispersão Temporal	139
6. Transmissão através de Edificações	142
6.1. Breve Histórico	142
6.2. Modelo Empírico de Motley e Keenan	144
6.3. Modelo determinístico para transmissão através de um prédio	147
6.3.1. Coeficiente de Atenuação no Prédio αb	152
7. Campanhas de medições de Transmissão em Prédios	154
7.1. Ambiente, Estrutura e Metodologia das Medições	154
7.2. Resultados obtidos	158
8. Conclusão	164
Referências Bibliográficas	168
Apêndice A – Código Desenvolvido para Captura dos Dados	176
Apêndice B – Datasheets de Equipamentos	178
Apêndice C – Figuras com Análise de Desvanecimento em Pequena Escala das Rotas Urbanas e Suburbana	182

Lista de figuras

Figura 1: Ambiente com multipercursos	22
Figura 2: Comportamento do Canal rádio Móvel, adaptado de Samplei [6]	24
Figura 3: Resposta ao impulso	29
Figura 4: Resposta ao Impulso Variante no Tempo	30
Figura 5: Inter-relacionamento entre as funções de sistema com base em transformadas de Fourier	34
Figura 6: Perfil de retardo real referente a medida de número 219 da rota Lagoa	42
Figura 7: Decaimento exponencial do perfil de retardos.	43
Figura 8: Efeitos do Multipercurso em sinais modulados com portadora única e com modulação Multiportadora	51
Figura 9: Processo de construção de um Sinal OFDM	53
Figura 10: Sinal OFDM no domínio do tempo	56
Figura 11: Símbolo OFDM 1 - componentes I e Q no domínio do tempo e espectro de frequência - <i>Software IQProducer</i>	58
Figura 12: Símbolo OFDM 2 - componentes I e Q no domínio do tempo e espectro de frequência - <i>Software IQProducer</i>	60
Figura 13: Sequência de Eventos para o Planejamento e Execução das Campanhas de medições	62
Figura 14: Ambientes de Medições	64
Figura 15: Varredura de Espectro	64
Figura 16: Estrutura do <i>Setup</i> de Transmissão.	65
Figura 17: Curva de Linearidade do Amplificador MILMEGA.	66
Figura 18: Diagramas Polares de Irradiação da Antena de Transmissão	66
Figura 19: <i>Setup</i> de Recepção com uso do Analisador MS2781B	67
Figura 20: <i>Setup</i> de Recepção com uso do Analisador MS2962A	68
Figura 21: Foto panorâmica da linha de visada da antena de transmissão	70

Figura 22: Ambiente de Medição para Caracterização do Canal Urbano	70
Figura 23: Símbolos OFDM capturados – Sinal de 20 MHz	71
Figura 24: Representação das tabelas de dados capturados	72
Figura 25: Ambiente de Medição para Caracterização do Canal Suburbano	73
Figura 26: Visão 3D da região da Gávea, Lagoa e Leblon - <i>Software</i> NETDIMENSION	77
Figura 27: Separação dos três tipos de desvanecimento - Trecho 1 - Rota Lagoa	79
Figura 28: Potência do Sinal Banda Estreita Capturado nas Rotas Gávea e Lagoa-Leblon - LOS e NLOS	80
Figura 29: Perda de Percurso com a Distância das Rotas Gávea e Lagoa-Leblon - LOS e NLOS	81
Figura 30: Desvanecimento Lento Ambiente Urbano - LOS e NLOS	81
Figura 31: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento das Rotas Gávea e Lagoa-Leblon - LOS e NLOS	81
Figura 32: Reta de Ajuste de Perda com a Distância - Entorno da Lagoa	82
Figura 33: Reta de Ajuste de Perda com a Distância - Bairro Gávea	82
Figura 34: Reta de Ajuste de Perda com a Distância - Bairro Lagoa	83
Figura 35: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento do Bairro da Gávea - LOS e NLOS	83
Figura 36: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento do entorno da Lagoa - LOS e NLOS	84
Figura 37: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento do Bairro do Leblon - LOS e NLOS	84
Figura 38: Perda de Potência em cada ponto das rotas urbanas - Gávea (Vermelho), Leblon (Verde) e entorno da Lagoa (Azul)	85
Figura 39: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo SUI	87
Figura 40: Comparação Modelo SUI com medidas LOS e NLOS em distância menores que 1 km	89

Figura 41: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo de Okumura-Hata	90
Figura 42: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo COST 231	91
Figura 43: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo SUI	92
Figura 44: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo de Okumura	93
Figura 45: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo COST 231	94
Figura 46: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 3	97
Figura 47: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 5	98
Figura 48: Potência do Sinal Banda Estreita Capturado na Rota Campo Grande (Cachamorra) - LOS e NLOS	102
Figura 49: Perda de Percurso com a Distância da Rotas Campo Grande (Cachamorra) - LOS e NLOS	102
Figura 50: Desvanecimento Lento no Ambiente Suburbano - LOS e NLOS	102
Figura 51: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento da rota Campo Grande (Cachamorra) - LOS e NLOS	103
Figura 52: Perda de Propagação na região suburbana versus Modelo SUI	103
Figura 53: Perda de Propagação na região suburbana versus Modelo de Okumura	104
Figura 54: Perda de Propagação na região suburbana versus Modelo COST 231	104
Figura 55: Informações Estatísticas de Desvanecimento Rápido - Trecho 1 - Rota Campo Grande (Cachamorra)	107
Figura 56: Símbolos OFDM 1 Capturados pela Sonda Banda Larga. (a) Rota Lagoa/Leblon; (b) Rota Gávea	110

Figura 57: Símbolos OFDM 2 Capturados pela Sonda Banda Larga. (a) Rota Lagoa/Leblon; (b) Rota Gávea	110
Figura 58: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea antes de passarem pelo processo de filtragem.	111
Figura 59: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	113
Figura 60: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	114
Figura 61: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	115
Figura 62: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	116
Figura 63: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	117
Figura 64: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	118
Figura 65: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	119
Figura 66: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	120
Figura 67: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.	121
Figura 68: comparação do Perfil de Retardos com a curva de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6.	124
Figura 69: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 1 - LOS e NLOS	125
Figura 70: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2 - LOS e NLOS	125
Figura 71: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2 - LOS e NLOS	126

Figura 72: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2 - LOS e NLOS	126
Figura 73: Chegada de multipercursos em grupos	128
Figura 74: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 1	129
Figura 75: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2	129
Figura 76: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM 1	130
Figura 77: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM 2	130
Figura 78: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 1	131
Figura 79: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2	132
Figura 80: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM1	132
Figura 81: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM2	132
Figura 82: Símbolos OFDM 1 Capturados pela Sonda Banda Larga. (a) Rota Campo Grande Cachamorra; (b) Rota Campo Grande (Rio-São Paulo)	134
Figura 83: Perfil de Retardos e Parâ,etros de dispersão do canal Suburbano - Trecho 1 da Rota Campo Grande (Rio-São Paulo) e Trecho 6 da Rota Campo Grande (Cachamorra)	135
Figura 84: comparação do Perfil de Retardos com a curva de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6.	137
Figura 85: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Campo Grande (Rio-SP) para o sinal de teste OFDM 1 - LOS e NLOS	137

Figura 86: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Campo Grande (Cachamorra) para o sinal de teste OFDM 1 - LOS e NLOS	138
Figura 87: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Campo Grande (Rio-SP) para o sinal de teste OFDM 1	139
Figura 88: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Campo Grande (Cachamorra) para o sinal de teste OFDM 1	139
Figura 89: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Campo Grande (Rio-SP) para o sinal de teste OFDM 1	140
Figura 90: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Campo Grande (Cachamorra) para o sinal de teste OFDM 1	140
Figura 91: Cenário elaborado para modelagem de perda de transmissão em edificações	147
Figura 92: Edifícios avaliados durante as campanhas de medições	155
Figura 93: Edifícios avaliados durante as campanhas de medições	156
Figura 94: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 1	158
Figura 95: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 2	159
Figura 96: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 3	159
Figura 97: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 4	160
Figura 98: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 5	160
Figura 99: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 6	161
Figura 100: Perfil de Retardos de Potência do Sinal recebido atrás do Prédio 1	162
Figura 101: Curvas de Probabilidade Cumulativa	163

Lista de tabelas

Tabela 1: Modelos Empíricos de Propagação	26
Tabela 2: Expoente de perda de percurso para diferentes ambientes	27
Tabela 3: Principais Distribuições de Probabilidade em Telecomunicações	47
Tabela 4: Técnicas de Sondagem Banda Larga	50
Tabela 5: Principais Parâmetros dos Sinais OFDM de Teste.	57
Tabela 6: Parâmetros do <i>Setup</i> de Transmissão	67
Tabela 7: Parâmetros do <i>Setup</i> de Recepção	68
Tabela 8: Parâmetros do <i>Setup</i> de Recepção	75
Tabela 9: Expoente de perda de percurso da Potência com a Distância	82
Tabela 10: Análise dos Erros par ao Modelo SUI para distância menores que 1 km	88
Tabela 11: Comparativo de erros entre valores medidos e calculados pelos modelos de predição	95
Tabela 12: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade do desvanecimento rápido em cada trecho das rotas urbanas	99
Tabela 13: Distribuições que melhor se ajustaram aos dados empíricos em cada Trecho das rotas urbanas	100
Tabela 14: Comparativo de erros entre valores medidos e calculados pelos modelos de predição	104
Tabela 15: Comparativo de erros entre valores medidos e calculados pelos modelos de predição	106
Tabela 16: Distribuições que melhor se ajustaram aos dados empíricos em cada Trecho da rota suburbana.	108
Tabela 17: Resultados de Retardo Médio e Retardo RMS em todas as rotas	122
Tabela 18: Coeficientes Típicos para de Retardo RMS.	127

Tabela 19: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade das amplitudes das componentes de multipercurso em cada rota e para cada sinal de teste	133
Tabela 20: Resultados de Retardo Médio e Retardo RMS em todas as rotas	136
Tabela 21: Resultados de Retardo Médio e Retardo RMS em todas as rotas	138
Tabela 22: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade das amplitudes das componentes de multipercurso em cada rota e para cada sinal de teste	141
Tabela 23: Perda Média de Penetração em Materiais	146
Tabela 24: Perda Média de Penetração em Materiais	146
Tabela 26: Permissividade Relativa de Materiais Comuns em Construção de Prédios e Interiores (adaptado de [60, 61, 62 e 63])	151
Tabela 27: Parâmetros e Características dos Prédios	157
Tabela 28: Comparação de valores de coeficiente de atenuação	161

1 Introdução

As tecnologias de comunicação sem fio vêm ganhando cada vez mais popularidade ao decorrer dos anos, pois a mobilidade, recursos e serviços proporcionados por essas tecnologias geram, dentre outros benefícios, versatilidade e dinamicidade no cotidiano dos seus usuários. Dessa forma, novas tecnologias e padrões surgem com o objetivo de tornar em realidade anseios de clientes e provedores de serviços relacionados à banda larga sem fio, tais como interoperabilidade, suporte ao protocolo IP, altas taxas de transmissão e redução de custos, convergência de serviços num só aparelho, acesso de última milha com qualidade de serviço e a um custo acessível.

Para atender essa demanda de crescimento contínuo e garantir a funcionalidade dos padrões de terceira e quarta gerações, sem deixar de oferecer o alto grau de satisfação desejado pelo usuário final, engenheiros de projeto precisam ter um profundo conhecimento do comportamento dos canais sobre os quais essas tecnologias funcionam. Além disso, é importante o desenvolvimento de métodos de simulação e predição de cobertura de sistemas de acesso sem fio com bases de dados de alta resolução que permitam prever o comportamento de uma rede e antecipar soluções de engenharia eficientes, minimizando custos de planejamento e implementação [1]. Uma eficiente predição de cobertura favorece o uso eficiente do espectro de frequências, sendo este um aspecto chave para dar vazão ao aumento expressivo das densidades de usuários e de serviços já experimentados nos últimos anos pelos sistemas celulares.

Existem diversos modelos de predição de cobertura *indoor* e *outdoor*, empíricos, semi-empíricos e determinísticos que realizam a predição da potência média do sinal recebido pelo receptor a uma dada distância do transmissor e são úteis no dimensionamento do raio de uma célula, estimativa do nível de interferência no receptor e na melhor localização das estações base.

Pesquisas voltadas para validação dos modelos *indoor* e *outdoor* já existentes e da proposição de novos modelos mais adequados aos cenários

urbanos e suburbanos no Brasil, vêm sendo realizadas ao longo dos últimos anos [1, 2, 3], tanto no âmbito de análises em banda estreita como também preocupadas com a análise em banda larga, pois um modelo que satisfaça os objetivos mencionados anteriormente deve contemplar não só a atenuação entre a estação de base e o receptor mas também o atraso temporal da chegada das componentes multipercurso. Entretanto muito pouco tem sido feito no sentido de analisar a contribuição do campo eletromagnético que atravessa edificações, que é comprovadamente significativa [4] e deve ser levada em conta na predição microcelular. Dando continuidade a essa empreitada científica e tecnológica este trabalho busca contribuir com a obtenção de novos parâmetros estatísticos relativos as características de banda estreita e banda larga do canal de propagação na faixa de 2,5 GHz em ambientes urbano e suburbano, propondo modelagens sofisticadas que incluem a predição de perda do sinal ao atravessar diferentes tipos de edificações.

1.1. Objetivos

Este trabalho tem como objetivo a caracterização estatística do canal de propagação na faixa de 2.5 GHz, através de campanhas de medições *outdoor* em condições que se aproximam daquelas em que os sistemas móveis celulares de terceira e quarta geração operam. As estatísticas dos parâmetros do modelo do canal de banda estreita serão determinadas através da obtenção dos desvanecimentos de pequena e larga escala, além da perda média de propagação *outdoor* em regiões urbanas e suburbanas numa esfera macrocelular e àquela que atravessa edificações num cenário microcelular. Em banda larga serão determinados os perfis de potência de retardos e suas estatísticas serão avaliadas.

Ao final desse trabalho, os dados coletados permitirão realizar a avaliação de métodos de predição da perda média de propagação em regiões urbanas densas incluindo as perdas de transmissão do sinal atrás das edificações, a determinação do retardo médio e da banda de coerência do canal nestas regiões, em condições de propagação *outdoor* e de propagação *outdoor-indoor-outdoor* e a caracterização estatística do espalhamento de retardos do canal.

Objetivos Gerais

- Caracterização da propagação em ambientes edificados urbanos.
- Estimação de campo eletromagnético transmitido através das edificações e os efeitos produzidos em ambientes abertos (*outdoor*) pelo espalhamento em obstáculos como paredes e prédios.
- Caracterização estatística do canal de rádio propagação móvel em banda larga e em banda estreita.

Objetivos Específicos

- Realizar medições de campo para determinação perda média de propagação em áreas urbanas e suburbanas.
- Caracterização estatística do desvanecimento em pequena e larga escala do canal urbano e suburbano.
- Determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal banda larga através de dois métodos diferentes de processamento de dados, utilizando dois tipos diferentes de sinais de testes durante a sondagem do canal.
- Medição de campo eletromagnético transmitido através de edificações com o uso de uma sonda de canal banda larga.
- Comparação e análise dos resultados observando as características das diferentes edificações.
- Desenvolvimento de modelo determinístico para estimar a perda de potência do sinal ao ser transmitida através de edificações.
- Utilização de ferramentas de processamento de dados e simulação que permitam identificar os parâmetros característicos do canal.

1.2. Organização

Este trabalho está organizado da forma descrita a seguir: No Capítulo 2 serão apresentados os modelos teóricos referentes a caracterização do canal banda estreita e banda larga, além de uma discussão das ferramentas e distribuições estatísticas que serão utilizadas no decorrer das análise de dados. No capítulo 3

serão apresentadas de forma resumida as principais técnicas de sondagem que vêm sendo utilizadas para se caracterizar um canal em banda estreita e banda larga por diversos pesquisadores e será detalhada a técnica utilizada neste trabalho. O ambiente, a metodologia e a configuração de equipamentos utilizados nas medições de campo serão discutidas no capítulo 4. O capítulo 5 apresenta os dados obtidos nas campanhas de medições, a obtenção dos parâmetros de dispersão temporal do canal e de desvanecimentos em pequena e larga escala a partir desses dados, a análise dos resultados. No Capítulo 6 serão apresentados aspectos introdutórios acerca do mecanismo de penetração e transmissão do sinal através de edifícios. O Capítulo 7 mostra as campanhas de medições realizadas, os resultados obtidos e a modelagem proposta para predição de perdas na transmissão em edificações. O Capítulo 8 apresenta as conclusões obtidas do trabalho realizado e sugestões para a continuidade dessa pesquisa em trabalhos futuros. Os Apêndices trazem informações técnicas dos equipamentos utilizados nas medições e os códigos em MATLAB desenvolvidos e utilizados para o pós processamento de dados e análise estatística dos resultados.

2 Características do Canal Rádio Móvel

O canal de propagação é a parte de um sistema de comunicação sem fio entre a antena de transmissão e a antena de recepção. O termo rádio móvel deve-se ao fato de que o transmissor ou o receptor podem ser movidos [5]. Além disso, os objetos ao redor do transmissor e/ou receptor, também estão em constante movimento o que leva o canal rádio móvel ser essencialmente variante no tempo e essa variação ocorre de forma completamente aleatória, o que o caracteriza como um processo estocástico, que portanto, como veremos no decorrer deste capítulo, deverá ser tratado estatisticamente.

Num ambiente rádio móvel urbano é comum não haver visada direta entre transmissor e receptor todo tempo, devido a presença de obstáculos naturais e artificiais das grandes cidades, assim o sinal transmitido que atravessa o canal, chegará ao receptor através de diferentes mecanismos de propagação como: reflexões, difrações e espalhamentos nos diversos obstáculos que encontrará no trajeto entre a antena transmissora e a antena receptora, sofrendo assim variações na intensidade do sinal com a distância em pequena e larga escala.

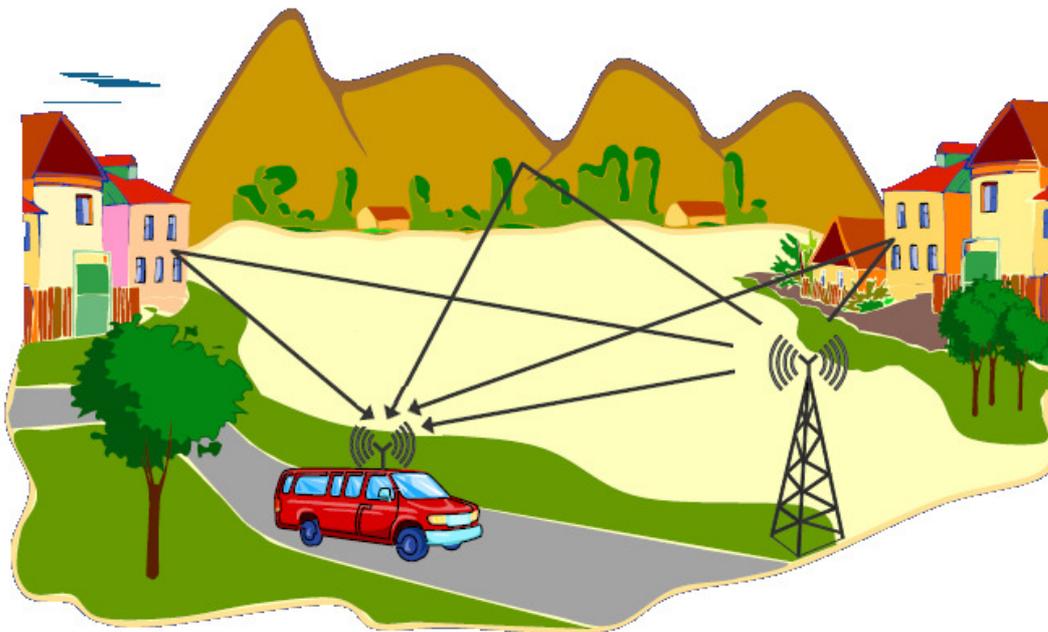


Figura 1: Ambiente com multipercursos

A perda de percurso (*pathloss*) é a atenuação ocorrida na potência média do sinal devido a propagação no espaço livre, difrações e reflexões causadas pelos obstáculos presentes no canal quando o receptor se distancia do transmissor. Essa atenuação é calculada em relação ao logaritmo da distância entre transmissor e receptor em torno de centenas a milhares de metros.

A variação do sinal em larga escala ocorre em torno do nível médio do sinal, se manifesta ao longo de dezenas a centenas de metros devido ao sombreamento causado pelo relevo e obstruções de grande porte. A variação em larga escala do sinal possui um comportamento aleatório que pode ser representado por uma distribuição estatística *log-normal*.

Denomina-se desvanecimento em pequena escala aquele causado pelo espalhamento local do sinal em árvores, carros, pessoas, etc. Em distâncias curtas, cerca de centímetros ou metros, e num curto intervalo de tempo, as diversas réplicas do sinal espalhado que percorrem múltiplos percursos (efeito de multipercurso), atingem a antena receptora com bruscas mudanças de amplitudes e fases e em retardos de tempos diferentes, causando efeitos construtivos e destrutivos na envoltória do sinal recebido. O desvanecimento em pequena escala também conhecido como desvanecimento rápido, devido ocorrer em intervalos de tempo muito curtos, possui um comportamento aleatório que pode ser caracterizado por uma distribuição estatística de Rayleigh, quando não há visada entre transmissor e receptor. Entretanto, o comportamento estatístico do desvanecimento em pequena escala é bem representado por uma distribuição de Rice, quando há linha de visada entre transmissor e receptor.

A Figura 2 apresenta de forma estruturada as variações sofridas pelo sinal num canal rádio móvel e suas respectivas representações estatísticas.

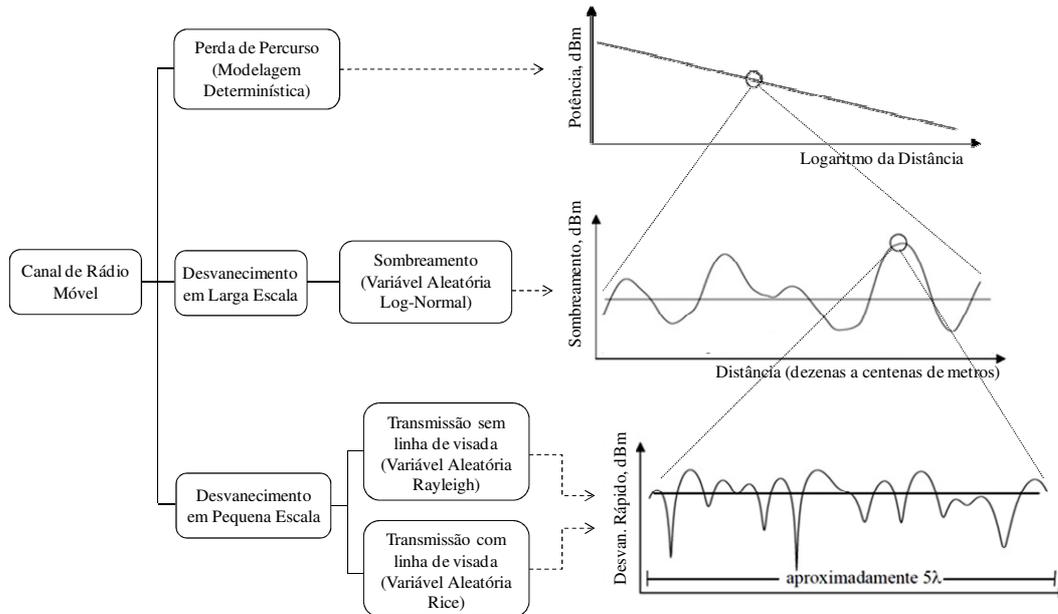


Figura 2: Comportamento do Canal rádio Móvel, adaptado de Samplei [6]

2.1. Características Banda Estreita

A caracterização do canal de propagação rádio em banda estreita, é essencial na determinação do tamanho das células, nível de interferência no receptor e na melhor localização das estações base. Com conhecimento prévio do comportamento estatístico do desvanecimento em pequena e em larga escala do sinal propagado num certo ambiente, é possível implementar e desenvolver medidas adequadas para que a operação possa ocorrer dentro dos requisitos especificados em projeto, dentro da configuração mais adaptada ao ambiente.

Em geral, para caracterizar o canal em banda estreita é suficiente uma descrição do canal à custa de um desvanecimento em pequena escala com distribuição de Rayleigh (ou de Rice) e um desvanecimento em larga escala com distribuição lognormal, ambos já referidos na Figura 2. Para isso normalmente transmite-se um sinal com largura de banda muito estreita (podendo ser uma portadora não modulada, cujo espectro de frequência se aproxima de um impulso). Com base na potência do impulso capturado no receptor, é possível analisar as flutuações do sinal em pequena e larga escala e a perda de percurso.

Na análise da variação lenta do sinal e da perda com a distância, normalmente, os resultados das medições são comparados com modelos estocásticos desenvolvidos para determinadas áreas de interesse, conhecidos como modelos de propagação em larga escala. Os modelos de propagação realizam a predição da potência média do sinal recebido pelo receptor a uma dada distância do transmissor e são úteis para estimar a cobertura de rádio de um transmissor. Existe uma variedade muito grande de modelos de predição na literatura, tanto para ambientes externos (*outdoor*) como para ambientes internos (*indoor*). Esse modelos são normalmente agrupados em três categorias: determinísticos, empíricos e semi-empíricos.

Os modelos determinísticos fazem uso da teoria eletromagnética para realizar o cálculo de cobertura de uma região. As teorias geométrica e uniforme da difração são geralmente empregadas na formulação da técnica conhecida como Traçado de Raios. Esses modelos têm como principal vantagem o fato de poderem ser aplicados sem maiores restrições aos mais variados tipos de ambientes, em contrapartida, a implementação desses modelos exige significativos recursos computacionais, em termos de memória e tempo de processamento.

Os modelos empíricos, normalmente usam equações de ajuste de curva construídas com base em resultados obtidos de campanhas de medições realizadas em uma ou mais regiões. Os parâmetros destas equações são geralmente simples, como por exemplo, a altura do transmissor e do receptor ou o tipo de ambiente (urbano denso, urbano, suburbano). Esse tipo de modelo tem como vantagens a sua relativa simplicidade de implementação e velocidade de computação, que é bem menor quando comparada com a dos modelos determinísticos. Como estes modelos são em geral, baseados em medições realizadas em locais específicos, eles não conseguirão retratar fielmente qualquer outro ambiente de estudo e por essa razão, é comum que o uso destes modelos seja feito com ajustes de forma a adequá-los ao ambiente estudado.

Embora certos modelos apresentem adaptações para a predição em áreas de características globais distintas da original, os modelos empíricos são melhores adaptados a regiões de mesmas características da região onde foram realizadas as medições.

Com o crescente aumento do interesse por sistemas móveis banda-larga em regiões densamente urbanizadas, com clientes residenciais e em escritórios, cresce o interesse por modelos empíricos que não dependam de descrições detalhadas dos ambientes de propagação e que forneçam resultados rápidos, para uma estimativa do dimensionamento da rede.

Os modelos semi-empíricos são aqueles que mesclam a teoria e dados estatísticos derivados de medições.

A Tabela 1 apresenta alguns dos principais modelos de propagação empíricos e semi-empíricos *indoor* e *outdoor*, que têm contribuído para o conhecimento e aprimoramento da análise do sinal em diferentes ambientes de propagação.

Modelos Outdoor	Modelos Indoor
Modelo de Okumura-Hata [9]	Modelo One Slope (1SM) [11]
COST 231 Walfish-Ikegami [10]	COST 231-Modelo Motley-Keenan [12],
Ikegami [11]	Modelo Rappaport (Modelo Motley-Keenan-modificado) [13]
Walfish-Bertoni [12]	Modelo Valenzuela [14]
Xia [13]	COST 231-Multi Parede/Andar (MWM) [15]
COST 231 Hata [14]	Modelo de Atenuação Linear (LAM) [7]
SUI (Standford University Interim) [15, 16]	
ITU-R P.1411-3 [17]	
ITU-R P.1546-3 [18]	

Tabela 1: Modelos Empíricos de Propagação

A perda de percurso é tipicamente modelada como uma função do logaritmo da distância entre o móvel e o transmissor e do uso de um expoente de perda de percurso para variação em larga escala do sinal, pode ser usado para classificar o tipo de ambiente, conforme mostrado na tabela 2

Ambiente	Expoente da perda de percurso (n)
Espaço livre	2
Áreas urbanas	2,7 a 3,5
Áreas urbanas com sombreamento	3 a 5
Dentro de construções em linha de visada (LOS)	1,6 a 1,8
Dentro de construções com obstrução (NLOS)	4 a 6

Tabela 2: Expoente de perda de percurso para diferentes ambientes [7].

Um procedimento para a determinação do expoente de perda de percurso n fácil de implementar a partir das medidas obtidas em campo, foi desenvolvido por [8] a partir da conclusão de que a perda de percurso global pode ser descrita por uma equação linear, quando a distância é tomada em escala logarítmica, representada por:

$$y = a + Kx \quad (2.1)$$

onde y representa a perda média de percurso; a representa a perda de percurso numa distância de referência d_0 próxima do transmissor (geralmente 100 metros), $K = 10n$, representa a inclinação da reta, sendo n o expoente de perda de percurso procurado e $x_i = \log(d_i)$ é o logaritmo da distância em cada i -ésimo ponto onde o sinal foi medido.

A partir dos valores de y e x conhecidos de cada ponto das medições realizadas em campo, não haverá um único valor de a e de K que satisfaçam todas as equações geradas a partir de (2.1), portanto o procedimento descrito por [8] permite a obtenção dos valores de a e de K que fornecem a equação da reta de perda de potência com a distância que melhor se ajusta aos dados medidos.

As equações geradas a partir de (2.1) são escritas de forma matricial, conforme mostrado na expressão (2.2),

$$X^T X = X^T y \quad (2.2)$$

onde X é uma matriz de ordem $(ix2)$ e X^T sua transposta. A solução da expressão (2.2) é a solução aproximada por mínimos quadrados de $X \cdot c = y$, onde:

$$X = \begin{bmatrix} 1 & x_1 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & x_i \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_2 \end{bmatrix} \quad c = \begin{bmatrix} a \\ K \end{bmatrix}$$

Na análise da variação rápida causada, principalmente, pelo multipercurso, busca-se avaliar apenas a variabilidade do sinal em um pequeno trecho, onde a variação lenta é praticamente constante, sendo possível obter o comportamento estatístico do desvanecimento rápido que irá depender das características do meio e da visibilidade entre transmissor e receptor. As principais distribuições de probabilidade que descrevem as estatísticas das variações rápidas sofridas pelo sinal são discutidas em detalhes mais adiante no subitem 2.3 deste capítulo.

Enquanto o desvanecimento lento pode ser seguramente modelado segundo uma distribuição de probabilidade lognormal, o desvanecimento rápido ainda é foco de diversos estudos em que é analisado seu comportamento estatístico. Diferentes modelos empíricos e teóricos têm sido propostos para a descrição das características do desvanecimento rápido. Modelos estatísticos e probabilísticos, vêm sendo construídos a partir de medidas em campo, principalmente em ambientes celulares em áreas urbanas.

2.2. Características Banda Larga

O canal rádio móvel apresenta um comportamento dispersivo tanto no tempo como na frequência, por essa razão, a caracterização banda larga do canal de rádio móvel é de extrema importância, de forma a possibilitar uma escolha adequada das técnicas de modulação, codificação e de processamento de sinal para compensar as distorções introduzidas no sinal.

Apesar dos canais rádio móveis reais apresentarem características indiscutivelmente lineares, aleatórias e variantes no tempo, para introduzir os conceitos relativos ao equacionamento matemático necessário para caracterizar um canal no domínio do tempo e da frequência, vamos considerar inicialmente o canal como um sistema linear, invariante no tempo onde será dado inicialmente um tratamento determinístico à análise feita a partir de agora.

No domínio do tempo, um sistema linear é descrito em termos de sua resposta ao impulso representada por $h(t)$. Quando o sistema é invariante no tempo sua resposta ao impulso é a mesma, não importando o momento em que o impulso unitário é aplicado a entrada do sistema. Sendo esse sistema submetido a uma excitação arbitrária $x(t)$, sua resposta $y(t)$ será determinada pela integral de convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (2.3)$$

A equação (2.3) é a base da análise no domínio do tempo de sistemas lineares invariantes no tempo.

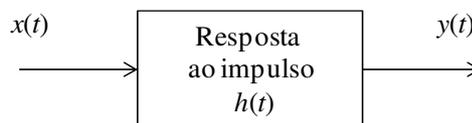


Figura 3: Resposta ao impulso

A saída $y(t)$ de um sistema quando excitado por um sinal de entrada $x(t)$, fica determinado pela sua resposta ao impulso $h(t)$.

A partir da teoria de Fourier, é possível deduzir que quando duas funções são convoluídas no domínio do tempo, a operação de convolução se transforma em uma simples multiplicação no domínio da frequência. Portanto, a saída determinística do canal linear e invariante no tempo é dada por:

$$Y(f) = H(f)X(f) \quad (2.4)$$

onde $X(f)$ é a transformada de Fourier do sinal de entrada $x(t)$ e $H(f)$ a chamada função de transferência do sistema linear e invariante no tempo, que é expressa matematicamente pela transformada de Fourier da resposta ao impulso.

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.5)$$

Variância no Tempo

Como já foi comentado um canal real é essencialmente variante no tempo e nesse caso, a resposta ao impulso dependerá também do instante τ no qual o impulso unitário foi aplicado na entrada do sistema. Agora denotaremos a envoltória complexa da resposta ao impulso de um sistema variante no tempo como sendo $h(t, \tau)$, onde t é o instante no qual a resposta do sistema é medida e a diferença $(t - \tau)$ representa o instante no qual o impulso unitário foi aplicado. Para sistemas causais, ou seja, fisicamente realizáveis, τ deve ser maior que zero e será considerada a variável de atraso.

A Figura 4 representa um canal rádio móvel variante no tempo. Trataremos o canal como um sistema e os termos sistema e canal poderão ser utilizados indistintamente ao longo deste texto.

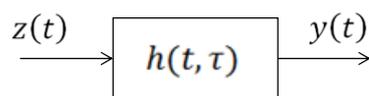


Figura 4: Resposta ao Impulso Variante no Tempo

onde $z(t)$ é a envoltória complexa do sinal $x(t)$ que é expresso por:

$$x(t) = \text{Re}[z(t)e^{-j2\pi f_0 t}] \quad (2.6)$$

onde f_0 a frequência da portadora. O conceito de envoltória complexa está detalhado em [5].

Dessa forma, a resposta determinística no domínio do tempo do sistema linear variante no tempo é dada pela seguinte integral de convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (2.7)$$

onde $y(t)$ é a envoltória complexa de saída e $h(t, \tau)$ a *resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo*.

Podemos considerar $h(t, \tau)$ um conjunto contínuo de percursos de sinais com diferenças muito pequenas de tempo entre eles. Um canal caracterizado por esta função pode ser tanto seletivo no tempo como em frequência. Pode-se entender canal seletivo no tempo como aquele canal em que está melhor em certos intervalos de tempo e pior em outros. Canais seletivos em frequência são aqueles em que, num ambiente multipercurso, o espalhamento temporal causa alteração de amplitude nas várias componentes do espectro do sinal transmitido em determinadas faixas de frequências específicas. Em oposição a essa situação, quando a alteração de amplitude nas várias componentes do espectro do sinal transmitido ocorre de forma uniforme o canal é dito plano.

Assim como no caso dos sistemas invariantes no tempo, a função de transferência do sistema linear variante no tempo será dada pela transformada de Fourier da resposta ao impulso, só que neste caso, a transformada de Fourier será feita em relação a variável de atraso τ .

Sendo $h(t, \tau)$, a resposta ao impulso de um sistema variante no tempo, tem-se que:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.8)$$

A função $H(t, f)$ é a *função de transferência variante no tempo* que estabelece a resposta em frequência de um sistema variante no tempo. Da figura 4, tem-se que:

$$Y(f) = H(t, f) \cdot Z(f) \quad (2.9)$$

$$H(t, f) = \frac{Y(f)}{Z(f)} \quad (2.10)$$

A partir destas duas expressões podemos concluir que quando a saída $y(t)$ for o resultado da transmissão da envoltória complexa de entrada $z(t)$ pelo canal variante no tempo, ela pode ser escrita como:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f) \cdot H(t, f) e^{-j2\pi f t} df \quad (2.11)$$

onde

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.12)$$

Como será explicado mais adiante, uma técnica de sondagem no domínio da frequência, com o uso de um analisador vetorial de rede fornece os valores correspondentes a função $H(t, f)$. A partir do conhecimento de $H(t, f)$ do canal, pode-se realizar estatísticas a respeito dos parâmetros de dispersão temporal, sendo o mais importante deles a chamada banda de coerência que refere-se a separação em frequência para o qual a atenuação de duas amostras do canal, no domínio da frequência, podem ser descorrelacionadas, ou seja, é a separação em frequência dentro da qual o canal pode ser considerado plano. Maiores detalhes sobre a banda de coerência serão discutidos no sub-item 2.2.2.

Da mesma forma como a resposta ao impulso $h(t, \tau)$ caracteriza o canal em relação aos parâmetros tempo e atraso, pode-se caracterizar o canal em relação aos parâmetros frequência e deslocamento Doppler através da função de sistema $D(f, \nu)$. Esta função é determinada pela transformada dupla de Fourier de $h(t, \tau)$ em t e τ , conforme mostrado abaixo.

$$D(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \right] e^{-j2\pi \nu t} dt$$

$$D(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, f) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.13)$$

Estudiosos renomados da área como Bello [19] e Parsons [7] chamaram essa função de transferência como *função de sistema no domínio da frequência*. A representação do espectro de saída é dada como a superposição de réplicas do espectro da envoltória complexa do sinal de entrada $Z(f)$ com diferentes deslocamentos Doppler, conforme representado matematicamente pela expressão:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f - \nu) D(f - \nu, \nu) d\nu \quad (2.14)$$

Bello e Parsons ainda apresentam a *função de espalhamento atraso-Doppler* $S(\tau, \nu)$, que descreve explicitamente o comportamento dispersivo do canal, em termos tanto nos atrasos no tempo (τ) quanto do deslocamento da frequência Doppler (ν). Matematicamente essa função é representada pela Transformada direta de Fourier de $h(t, \tau)$ em t ou da Transformada inversa de Fourier de $D(f, \nu)$ em f .

$$S(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.15)$$

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} D(f, \nu) e^{j2\pi f \tau} df \quad (2.16)$$

A ordem invertida das variáveis ν e τ na função S das equações (2.15) e (2.16) é apenas para retratar mais didaticamente os resultados das respectivas transformadas direta e inversa de Fourier mencionadas no parágrafo anterior.

Um diagrama que resume o relacionamento dessas quatro funções foi elaborado por Bello [19] e tem sido publicado em diversos trabalhos relacionados a caracterização do canal rádio móvel. Nesse diagrama, Bello tenta mostrar como as funções bidimensionais mostradas até aqui, estão relacionadas através de

transformadas simples de Fourier. A figura 5 apresenta esse relacionamento como uma sequência de pares de transformadas de Fourier, mostrando claramente o parâmetro tratado em cada transformada direta e inversa. A Figura 5 é equivalente ao diagrama original proposto por Bello [19].

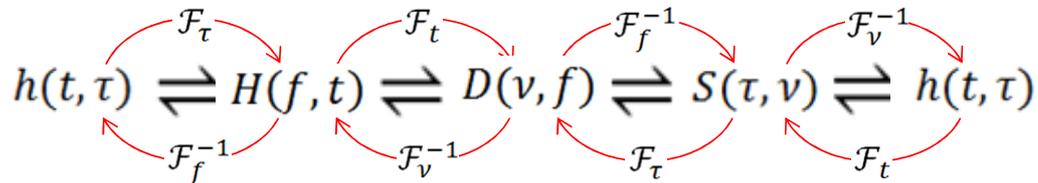


Figura 5: Inter-relacionamento entre as funções de sistema com base em transformadas de Fourier

Os subscritos de \mathcal{F} e \mathcal{F}^{-1} que representam respectivamente a Transformada direta e inversa de Fourier, indicam qual parâmetro da função bidimensional foi tratado pela transformada.

As letras utilizadas para representar cada função de sistema variam de autor para autor, cada um buscando a melhor didática na apresentação de tais funções. Neste trabalho, as letras h e H representam respectivamente, as funções *Impulso* e de *Transferência* de sistemas variantes no tempo. Assim escolhi assim usá-las pelo fato das mesmas serem usualmente utilizadas para representar as mesmas funções nos sistemas invariantes no tempo. A função de sistema no domínio da frequência foi representada pela letra D para fazer analogia ao termo 'Doppler' dado que o espalhamento Doppler pode ser estimado com base nesta função.

Aleatoriedade e Tratamento Estocástico

As funções apresentadas até aqui caracterizam o comportamento do canal rádio móvel em relação as variáveis representativas dos fenômenos inerentes à transmissão de sinais banda larga, entretanto, é importante ressaltar que essas funções foram definidas partindo de uma análise determinística. Conforme já mencionado, um canal rádio móvel real, é um sistema linear que possui um comportamento aleatório, e, portanto suas funções de sistema são na realidade, processos estocásticos que exigem uma tratativa estatística, ou seja, é necessário o conhecimento da função de densidade de probabilidade conjunta de todas as

funções de sistema mostradas na Figura 5, o que torna essa tratativa muito complexa além de requerer mais dados do que as medições práticas fornecem.

Parsons [7] propõe uma forma prática e aceitável de tratar estatisticamente o canal aleatório variante no tempo a partir das funções de autocorrelação das funções de sistema apresentadas anteriormente.

Da teoria de processos estocásticos, sabemos que se uma função qualquer $y(t)$ é um processo aleatório complexo, a definição de autocorrelação deste processo é dada por:

$$R_y(t, s) = E[y(t)y^*(s)] \quad (2.17)$$

onde $E[\cdot]$ representa o valor esperado e o asterisco indica complexo conjugado.

Diante disso podemos escrever as funções de autocorrelação que representam o comportamento do canal rádio a partir das funções de sistema:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(t, \tau) \cdot h^*(s, \eta)] \quad (2.18)$$

$$R_H(f, m; t, s) = E[H(f, t) \cdot H^*(m, s)] \quad (2.19)$$

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = E[D(f, \nu) \cdot D^*(m, \mu)] \quad (2.20)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = E[S(\tau, \nu) \cdot h^*(\eta, \mu)] \quad (2.21)$$

As variáveis t e s representam instantes de tempo, τ e η denotam variáveis de retardo no tempo, f e m representam variáveis de frequência, ν e μ representam deslocamentos Doppler.

Tomando a função determinística $H(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau$, pela propriedade da conjugação, sabemos que $H^*(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t, \tau) e^{j2\pi f \tau} d\tau$, portanto podemos escrever que:

$$H(f, t) \cdot H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \int_{-\infty}^{\infty} h^*(s, \eta) e^{j2\pi m \eta} d\eta \quad (2.22)$$

$$H(f, t) \cdot H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) h^*(s, \eta) e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \quad (2.23)$$

Aplicando o valor esperado em ambos os lados da equação (2.23) chega-se a:

$$E[H^*(f, t) \cdot H(m, s)] = E \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) h^*(s, \eta) e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \right] \quad (2.24)$$

$$E[H^*(f, t) \cdot H(m, s)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[h^*(t, \tau) h(s, \eta)] \cdot e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \quad (2.25)$$

Substituindo as equações (2.18) e (2.19) na equação (2.23), ficamos com:

$$R_H(f, m; t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \quad (2.26)$$

e, portanto,

$$R_H(f, m; t, s) = \mathcal{FF}_{\tau, \eta} [R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (2.27)$$

onde \mathcal{FF} representa transformada dupla de Fourier e o subscrito indica os parâmetros em que está sendo aplicada a transformada.

Enquanto as funções de sistema se relacionavam através de transformadas de Fourier simples, as funções de correlação das funções de sistema se relacionarão através de transformadas de Fourier duplas.

De maneira semelhante, podemos obter,

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_H(f, m; t, s) \cdot e^{-j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (2.28)$$

e, portanto,

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = \mathcal{F}\mathcal{F}_{t,s}[R_H(f, m; t, s)] \quad (2.29)$$

e, também,

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (2.30)$$

e portanto,

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \mathcal{F}\mathcal{F}_{t,s}[R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (2.31)$$

Na prática os canais rádio móveis possuem estatísticas de desvanecimento que podem ser consideradas estacionárias no sentido amplo (Canais WSS, do inglês *Wide-Sense Stationary*) em pequenos intervalos de tempo ou em pequenas distâncias. Da teoria de processos estocásticos sabe-se que um processo aleatório é WSS se possui média estatística constante (independente do intervalo de observação) e uma função de autocorrelação invariável a uma translação no eixo do tempo, ou seja, se $R(t_1, t_2) = R(t_1 - t_2)$. Aplicando essa propriedade e induzindo a variável de tempo $t - s = \xi$ ou $s = t - \xi$ as funções de correlação R_h e R_H podem ser reescritas:

$$R_h(t, t - \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) \quad (2.32)$$

$$R_H(f, m; t, t - \xi) = R_H(f, m; \xi) \quad (2.33)$$

Para aplicar a mesma propriedade nas funções de correlação R_S e R_D , precisaremos fazer uso das relações (2.28) e (2.30). Para efeito de demonstração vamos utilizar a equação (2.28):

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds$$

fazendo $s = t - \xi$ e substituindo na equação temos:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, t - \xi; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi[\nu t - \mu(t - \xi)]} dt d\xi \quad (2.34)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi\nu t} e^{+j2\pi\mu t} e^{-j2\pi\mu\xi} dt d\xi \quad (2.35)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(\nu - \mu)t} dt \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi\mu\xi} d\xi \quad (2.36)$$

onde a primeira integral corresponde a um impulso unitário $\delta(\nu - \mu)$ que é diferente de zero apenas quando $\nu = \mu$, portanto podemos escrever a equação (2.36) desta forma:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi\nu\xi} d\xi \quad (2.37)$$

e onde a integral dessa última equação corresponde à densidade espectral de potência no domínio ν . Portanto reduziremos a equação (2.37) a:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu) \quad (2.38)$$

Realizando a mesma análise matemática encontra-se:

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_D(f, m; \nu) \quad (2.39)$$

Para a análise de canais práticos é muito comum também considerar que os multipercursos possuem o espalhamento descorrelacionado (Canais US, do inglês *Uncorrelated Scattering*). Este conceito está relacionado a canais banda larga onde o sinal transmitido possui uma duração que permite que os espalhadores afastados um do outro possam ser considerados descorrelacionados no que se refere aos efeitos dos retardos provocados por eles. Assim, o ganho e o

deslocamento de fase de um retardo gerado por um dado espalhador é descorrelatado do ganho e do atraso de fase de outro retardo gerado por outro espalhador.

Seguindo esse conceito, raciocinando de forma análoga ao que foi desenvolvido anteriormente para a determinação das expressões (2.38) e (2.39) e introduzindo a variável de diferença de frequência $\Omega = f - m$, chegamos aos seguintes resultados:

$$R_h(\tau, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(t, s; \tau) \quad (2.40)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)P_S(\tau, \nu; \mu) \quad (2.41)$$

onde

$$P_h(t, s; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Omega; t, s) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega$$

e,

$$P_S(\tau, \nu; \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_D(\Omega; \nu, \mu) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega$$

são respectivamente as densidades espectrais de potência de retardo e de retardo-Doppler.

A combinação dos comportamentos WSS e US é conhecida como WSSUS. Bello [19] demonstrou que nos canais WSSUS as funções de autocorrelação podem ser mais simplificadas e expressas pelas seguintes equações:

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(\xi; \tau) \quad (2.42)$$

$$R_H(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_H(\Omega; \xi) \quad (2.43)$$

$$R_D(f, f + \Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu)P_D(\Omega; \nu) \quad (2.44)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)\delta(\nu - \mu)P_S(\tau; \nu) \quad (2.45)$$

Com base em tudo o que foi discutido neste capítulo chega-se as seguintes conclusões:

1) As funções de maior interesse para a determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal são aquelas que derivam da função espalhamento de retardo $h(t, \tau)$.

2) Em termos estatísticos a envoltória complexa do sinal recebido pode ser determinada pela autocorrelação da resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo $h(t, \tau)$, conforme demonstrado em seguida:

Realizando a autocorrelação da envoltória complexa da saída do canal $y(t)$, a partir da equação (2.7), temos:

$$R_y(t, s) = E \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) h(t, \tau) h^*(s, \eta) d\tau d\eta \right]$$

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) E[h(t, \tau) h^*(s, \eta)] d\tau d\eta$$

fazendo uso da equação (2.17), temos:

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) R_h(t, s; \tau, \eta) d\tau d\eta$$

3) A autocorrelação resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo, considerando o canal WSSUS é igual a $R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau)$.

$$R_y(t, t - \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(t - \xi - \eta) \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) d\tau d\eta \quad (2.46)$$

4) Num mesmo instante de observação, ou seja, quando $\xi = 0$, a densidade espectral cruzada de potência $P_h(\xi, \tau)$ passa a ser igual a $P_h(\tau)$. A equação (2.46) passa a ser,

$$R_y(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) \cdot d\tau \quad (2.47)$$

Para o caso em que a entrada do sistema for um impulso em $t = \tau$, então $R_y(t, t)$ se resumirá a:

$$R_y(\tau, \tau) = P_h(\tau) \quad (2.48)$$

A equação (2.48) nos mostra que a função de autocorrelação do sinal de saída de canais WSSUS é descrita estatisticamente pela distribuição temporal da potência recebida, que chamamos de perfil de potência de retardos. Essa importante contribuição apresentada por Parsons [7] permite que encontremos os parâmetros de dispersão de um canal real, linear, variante no tempo, sem que seja necessário o conhecimento prévio das funções de densidade de probabilidade conjunta de todas as funções de sistema mostradas na Figura 4.

2.2.1. Perfil de Potência de Retardos

O perfil de potência de retardos representa o comportamento temporal em que as réplicas do sinal transmitido, decorrentes do espalhamento que sofreram ao longo do canal, chegam ao receptor, pois ao percorrerem percursos distintos devido a reflexão e a difração nos obstáculos existentes entre a antena transmissora e a receptora, as réplicas alcançam o receptor com atrasos distintos.

A distribuição da potência dos retardos $P_h(\tau)$, é representado num plano cartesiano com a potência da réplica do sinal no eixo das ordenadas e o atraso temporal de cada réplica no eixo das abscissas.

A Figura 6 apresenta um Perfil de retardos de potência real, registrado durante as medições deste trabalho, destacando os importantes parâmetros de dispersão temporal que podem ser calculados a partir dele, como o Retardo Excedido Médio (*mean excess delay*), Espalhamento do Retardo RMS (*RMS delay spread*) e o Espalhamento Temporal Excedido (*excess delay spread*).

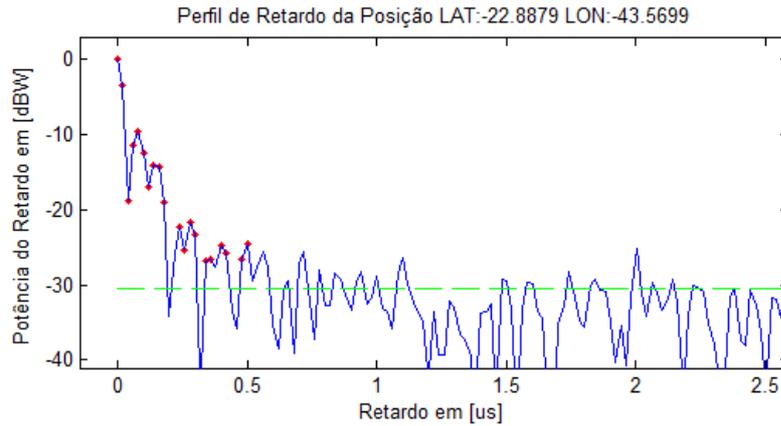


Figura 6: Perfil de retardo real referente a medida de número 219 da rota Lagoa

Os parâmetros de dispersão temporal do canal e as equações matemáticas que os determinam a partir dos perfis de retardos capturados nas medições serão apresentados abaixo.

- a) Retardo Excedido Médio (*mean excess delay*): Descreve o atraso médio da propagação das componentes retardadas em relação à primeira componente a chegar no receptor, representando desta forma o primeiro momento do perfil de retardos e é definido como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.49)$$

onde $P(\tau)$ é a potencia relativa das componentes do multipercorso e τ_k é o tempo transcorrido após a incidência do primeiro sinal.

- b) Espalhamento do Retardo RMS (*RMS delay spread*): Mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (valores típicos são da ordem de microssegundos para canais *outdoor* e da ordem de nano segundos para canais *indoor*) [8]. Matematicamente, o espalhamento de retardo RMS é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardo, podendo ser expresso por:

$$\sigma_t = \tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (2.50)$$

2.2.1.1. Modelo de Saleh-Valenzuela

A modelagem dos perfis de retardo num canal banda larga sujeito ao efeito de multipercursos pode ser realizada baseando-se no trabalho proposto por Saleh-Valenzuela [20] que considera que as componentes de multipercurso chegam ao receptor em grupos, formados pelas múltiplas reflexões dos objetos nas proximidades do receptor e transmissor.

Com base em observações experimentais, Saleh e Valenzuela perceberam que tanto os grupos, como as componentes de multipercurso que fazem parte de cada grupo, chegam ao receptor em tempos que podem ser descritos por dois processos de Poisson e que o perfil de retardos como um todo possui um decaimento exponencial, assim como a potência dos multipercursos dentro de cada grupo. A Figura 7 mostra mais claramente esse comportamento.

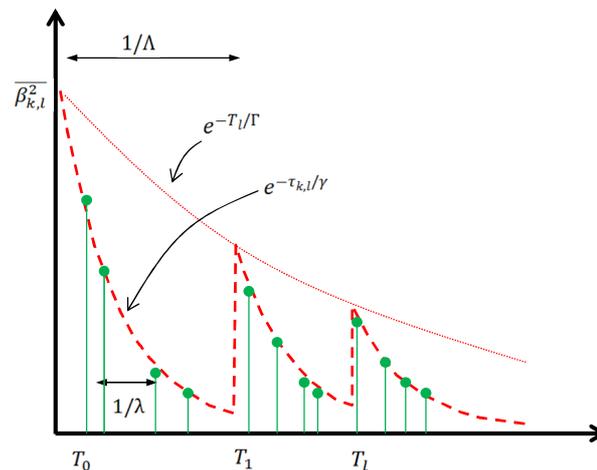


Figura 7: Decaimento exponencial do perfil de retardos.

Matematicamente a resposta impulsiva do canal de acordo com essa modelagem pode ser escrita como sendo,

$$h(t) = \sum_{l=0}^K \sum_{k=0}^L \beta_{k,l} e^{j\varphi_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l})$$

onde:

K é o número total de multipercursos;

L é o número total de grupos;

$\beta_{k,l}$ é a amplitude do k -ésimo multipercurso dentro do l -ésimo grupo, cuja distribuição é assumida como sendo de Rayleigh com valor RMS dado pelo decaimento exponencial duplo:

$$\overline{\beta_{k,l}^2} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{k,l}/\gamma}$$

onde:

Γ é a taxa de chegada do processo Poisson dos grupos de multipercurso;

γ é a taxa de chegada do processo de Poisson dos multipercursos;

2.2.2.

Banda de Coerência

A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências na qual um canal atua de forma igual (uniforme) ou, ao menos, de forma muito próxima à igualdade, sobre todas as frequências de um sinal através dele transmitido. A forma de definição da banda de coerência não é única, mas é comumente relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Se for definida como a banda na qual a função de correlação entre as frequências está acima de 90% (0,9), a banda de coerência é dada, aproximadamente, por [8]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (2.52)$$

onde σ_t = espalhamento do retardo RMS [s].

Se a definição é menos rígida, de forma que a banda de coerência seja definida para a faixa de frequências com correlação superior a 50% (0,5) apenas, a definição fica:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (2.53)$$

Não existe um relacionamento exato entre a banda de coerência e o espalhamento do retardo RMS, sendo as relações (2.50) e (2.51) estimativas empíricas. Como foram obtidas empiricamente, muitas das vezes tais relações não são observadas na prática, sendo citadas apenas para ilustrar, de forma qualitativa, a variação na banda de coerência conforme a correlação estipulada. Em geral, técnicas de análise espectral e simulações são necessárias para determinar o impacto que a variação temporal do multipercurso exerce sobre o canal rádio-móvel [17].

Um conceito muito ligado à banda de coerência é o de seletividade. A seletividade nada mais é que o tratamento diferenciado que o canal impõe a faixas de frequências distintas, por não ter o comportamento plano em todas as frequências de interesse. Quando a faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado faixa estreita. O sinal será pouco afetado pela seletividade do multipercurso, não sendo necessário o uso de equalizadores para mitigar este problema. Por outro lado, se a faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado faixa larga. Portanto, o sinal será muito afetado pela seletividade do canal [17], limitando assim, em sistemas digitais, a taxa máxima de dados que podem ser transmitidos nesse canal, sendo necessário então, o uso de equalizadores apropriados.

2.3. Modelagem Estatística

Modelagem estatística é àquela baseada em funções de distribuição de probabilidade. Esse tipo de modelagem é usada para a estimativa do desempenho de um canal de rádio, onde busca-se ajustar os parâmetros de cada distribuição aos parâmetros da distribuição de probabilidade no ambiente onde o sinal é propagado. Uma ferramenta poderosa e amplamente utilizada na modelagem

estatística, é a função densidade de probabilidade (PDF, do inglês, *Probability Density Function*), que, por definição, representa a derivada da função distribuição de probabilidades (pdf, do inglês, *probability distribution function*).

Dentre as inúmeras distribuições de probabilidade, vale o destaque para àquelas que comumente representam o comportamento do sinal no canal rádio móvel e que foram utilizadas neste trabalho para a análise estatísticas das informações coletadas em campo. Estas distribuições, suas principais características, uma breve descrição e referências são resumidamente apresentadas na Tabela 3.

A metodologia comumente utilizada para a análise estatística dos dados observados nas medições de campo segue os seguintes passos:

- a) Primeiramente monta-se um histograma a partir dos dados observados, fornecendo uma ideia da forma da distribuição empírica. Dividi-se o range de valores observados em k intervalos disjuntos de mesmo tamanho Δb pequeno o suficiente para que, dado o número de observações disponíveis, o histograma convirja para a densidade de probabilidade.
- b) A partir dos dados observados estima-se os parâmetros das distribuições de probabilidade de interesse no estudo. Estimadores de máxima verossimilhança fornecem resultados bastante satisfatórios, por reunirem as melhores propriedades.
- c) Para a realização dos testes de ajustes das distribuições, além de traçar os gráficos de comparação dos histogramas empíricos com as curvas das funções de densidade de probabilidade teóricas é importante realizar testes de hipóteses. Os testes de Qui-quadrado e de Kolmogorov-Smirnov são muito utilizados e podem servir de boas referências, sendo que o teste do Qui-quadrado é utilizado para comparar funções de densidade enquanto que Kolmogorov-Smirnov é usado para comparação de distribuições cumulativas.

Distribuição	Descrição Sumária	Ref.
Lognormal	<p>A distribuição log-normal é usada para descrever a variação da amplitude do sinal em larga escala, ou seja, envolvendo grandes distâncias, devido aos múltiplos percursos em ambientes com obstáculos.</p> <p><i>Função Densidade de Probabilidade:</i></p> $f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln(x) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right]$ <p>μ: média; σ: desvio padrão; x: variável aleatória que representa o valor normalizado da voltagem.</p>	[10]
Nakagami	<p>A distribuição de Nakagami, foi apresentada em 1943, baseada em resultados de estudos experimentais sobre desvanecimento rápido em propagação na faixa de HF, realizados por Minoru Nakagami. A distribuição de Nakagami torna-se uma distribuição de Rayleigh quando $m = 1$.</p> <p><i>Função Densidade de Probabilidade:</i></p> $f(x; m, \Omega) = 2 \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \frac{1}{\Gamma(m)} x^{2m-1} \exp\left[-\frac{m}{\Omega} x^2\right]$ <p>m: fator de desvanecimento; $m = \frac{\Omega^2}{E[(x^2 - \Omega)^2]}$ Ω: potência média temporal do sinal recebido;</p>	[21, 22]
Weibull	<p>Expressão empírica originalmente empregada na previsão de falhas, a distribuição de Weibull é largamente aplicada em diversas áreas da ciência devido à sua flexibilidade e simplicidade e tem se mostrado útil na descrição de canais com desvanecimento devido a interferência de sinais gerados por multipercurso. A distribuição de Weibull tende a uma distribuição de Rayleigh quando $\alpha = 2$.</p> <p><i>Função Densidade de Probabilidade:</i></p> $f(x; \lambda, \alpha) = \frac{\alpha}{\lambda} \left(\frac{x}{\lambda}\right)^{\alpha-1} \exp\left(-\frac{x}{\lambda}\right)^\alpha$ <p>α: é o parâmetro de forma, conhecido também como inclinação da distribuição Weibull; λ: parâmetro de escala da distribuição; x: variável aleatória que representa o valor normalizado da voltagem.</p>	[23]
Rayleigh	<p>Fisicamente, a distribuição de Rayleigh se ajusta a ambientes de propagação homogêneos, com elevado número de ondas originadas de multipercursos e sem linha de visada. A Função Densidade de Probabilidade de Rayleigh é escrita em função de um parâmetro de desvanecimento e apresenta, geralmente, bons resultados quando aplicada a dados experimentais.</p> <p><i>Função Densidade de Probabilidade:</i></p> $f(x; \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$ <p>$2\sigma^2$: potência média no tempo, considerando um processo ergódico; x: variável aleatória que representa o valor normalizado da voltagem.</p>	[24]
Rice	<p>A distribuição de Rice se aplica aos setores quando há visada direta ou componente especular refletida que contribui de modo significativo para o sinal recebido. Quando não há raio dominante $s \rightarrow 0$, neste caso a distribuição de Rice tende a uma distribuição Rayleigh. Alguns autores frequentemente descrevem a distribuição de Rice em termos de um parâmetro K definido por: $K = s^2 / 2\sigma^2$.</p> <p><i>Função Densidade de Probabilidade:</i></p> $f(x; s, \sigma) = I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2 + s^2}{2\sigma^2}\right]$ <p>I_0: função Bessel de ordem zero e argumento imaginário; σ: desvio padrão; s: amplitude de um sinal estacionário, direto ou dominante; x: variável aleatória que representa o valor normalizado da voltagem.</p>	[25]

Tabela 3: Principais Distribuições de Probabilidade em Telecomunicações

3 Técnicas de Sondagem do Canal Rádio Móvel

Para caracterizar o canal de acordo com o que foi especificado no capítulo anterior é necessário que o canal seja excitado por um sinal conhecido e que o resultado da transformação do sinal de excitação ao passar pelo canal seja identificado e caracterizado. A forma prática de realizar essa análise num canal real é fazer uso das chamadas técnicas de sondagem.

Neste capítulo, serão apresentadas de forma resumida as principais técnicas de sondagem que vêm sendo utilizadas para se caracterizar um canal em banda estreita e banda larga. Para a sondagem em banda estreita foi utilizada a técnica de transmissão e recepção de uma única portadora não modulada. Para a sondagem banda larga utilizou-se técnica das multiportadoras que será mais detalhadamente descrita no subitem 3.2.

3.1. Técnica de Sondagem em Banda Estreita

A realização de medições em banda estreita permite a obtenção da modelagem de perda de percurso com a distância e a análise estatística do desvanecimento do sinal. Em geral utilizam-se equipamentos com configuração mais simplificada, entretanto, buscou-se adotar o mesmo *setup* de medições para as sondagens em banda estreita e banda larga por otimização do trabalho em campo.

A técnica utilizada neste trabalho para a medição de dados banda estreita foi a tradicional técnica de transmissão de uma portadora não modulada (onda CW). De forma simplificada, essa técnica faz uso de gerador de sinais, que gera a onda CW, e um analisador de espectro que permite a obtenção da variabilidade em pequenos trechos, utilizando a quantidade de pontos presentes na tela do analisador de espectro, em função da velocidade de varredura utilizada e da distância a ser percorrida.

Neste trabalho, um gerador vetorial de sinais transmitiu amostras IQ (em fase e quadratura) da onda CW e a variabilidade do sinal era obtida a partir do pós processamento das medidas de potência média calculada a partir das amostras IQ do sinal capturadas pelo analisador vetorial de sinais. A partir da potência do sinal capturado ao decorrer das rotas e com base na distância entre o transmissor e o receptor pode-se determinar as medidas de perda média de propagação do sinal com a distância e as estatísticas de desvanecimento.

3.2. Técnicas de Sondagem em Banda Larga

As técnicas de sondagem em banda larga são, em geral, classificadas como técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência e a escolha de qual tipo de técnica de sondagem utilizar depende principalmente do tipo de ambiente onde os dados de propagação serão obtidos.

As medições em banda larga disponibilizam grande quantidade de dados permitindo tanto a obtenção da modelagem de perda de percurso, quanto a determinação dos parâmetros de dispersão do canal, tais como retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência que são necessários para caracterizá-lo, tanto em banda estreita como em banda larga, fornecendo informações relevantes aos projetistas dos sistemas de comunicações móveis.

As principais técnicas de sondagem em banda larga, suas principais características, uma breve descrição e referências de trabalhos que as utilizaram estão apresentadas na tabela 4.

No presente trabalho, foram realizadas algumas campanhas de medições para obtenção de dados experimentais, que serão utilizados tanto na caracterização do canal em 2,5 GHz quanto na análise do comportamento do campo eletromagnético que atravessa construções em ambientes urbanos. Em todas as campanhas de medições a técnica de sondagem do canal utilizada foi a técnica de sondagem no domínio da frequência conhecida como Técnica das Multiportadoras, cuja descrição sucinta está apresentada na Tabela 4. Essa técnica foi também utilizada em trabalhos de pesquisa recentes tendo se mostrado bastante eficiente para sondagem do canal banda larga *outdoor* na faixa de 3.5 GHz [1, 3] e também na faixa de 5,8 GHz [26], por essa razão ela foi escolhida para este trabalho.

Técnica de Sondagem	Sinal Transmitido	Descrição Sumária da Técnica	Ref.
Sondagem por Pulsos Periódicos	Transmissão de um pulso de curta duração	Nesta técnica excita-se o canal com um pulso suficientemente estreito (no tempo) e observa-se o sinal recebido, que será a convolução do referido pulso com a resposta ao impulso do canal. Para que seja possível observar o comportamento variante do canal, o pulso deve ser repetido periodicamente.	[27], [28]
Sondagem por Compressão de Pulsos	Transmissão de uma sequência PN	A base da técnica de sondagem por compressão de pulsos é sondar o canal através do ruído, usando para isso a propriedade da função de autocorrelação do ruído branco. Uma sequência PN representa o ruído branco. Duas técnicas fazem uso de sequência PN (pseudonoise) como sinal de teste: <u>Convolução com Filtro Casado</u> A técnica de Convolução por Filtro Casado que pode ter o filtro casado implementado por software, o que facilita a sua utilização e também tem a vantagem de que a sequência PN é necessária apenas na transmissão, mas em contrapartida, não há compressão do sinal recebido.	[20], [29], [30]
Sondagem na Frequência utilizando um VNA (Vector Network Analyser)	Transmissão faixa estreita, onde um tom é transmitido,	<u>Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada (STDCC)</u> A técnica STDCC, que apesar de necessitar da geração da sequência PN também no receptor, tem a vantagem de fornecer a compressão do sinal recebido. Basicamente coloca-se o canal de propagação (incluindo as respostas das antenas) como o DUT (Device Under Test – dispositivo sob teste) de um analisador de rede, que opera no domínio da frequência como se sabe. Tendo o espectro à disposição, assume-se que o canal é invariante ao longo do tempo em que uma varredura é realizada, e aplica-se, então, a transformada inversa de Fourier. A resposta assim obtida permite identificar os retardos em excesso de propagação associados ao canal, para a janela temporal em que a sondagem foi feita.	[2], [3], [32]
Técnica das Multiportadoras	Transmissão de múltiplas portadoras	Esta técnica faz uso da transmissão de portadoras simultâneas no canal inteiro, de forma a capturar os efeitos do canal simultaneamente em várias frequências. A técnica requer o uso da técnica de modulação OFDM, pois a ortogonalidade entre as subportadoras, garante que o comportamento do canal em uma frequência não seja afetado pelas portadoras vizinhas.	[1], [3], [31]

Tabela 4: Técnicas de Sondagem Banda Larga

3.3. Técnica das Multiportadoras

O conceito de transmissão multiportadoras foi primeiramente proposto por Chang [35] em 1966, uma descrição detalhada desse tipo de transmissão pode ser encontrada em [36]. Ao contrário dos sistemas de modulação de portadora única (*single-carrier*), onde cada símbolo de dados é transmitido em sequência modulado em uma única frequência, ocupando toda a largura de faixa do canal, os sistemas de comunicação multiportadora transmitem N símbolos sequenciais de dados paralelamente em N portadoras de largura bem estreita separadas por uma banda de guarda, que somadas ocupam toda a largura de faixa do canal, como pode ser observado na Figura 8.

Um sinal banda larga tem a característica de ser mais susceptível aos efeitos do multipercurso devido à seletividade em frequência, portanto a transmissão de um única portadora ocupando uma grande faixa de espectro é desaconselhável para sistemas de transmissão de dados em banda larga. Como forma de mitigar o problema relacionado à seletividade em frequência, recorre-se a alternativa de se transmitir paralelamente várias portadoras em banda estreita, o que confere ao sistema uma maior robustez aos efeitos do multipercurso. A técnica das multiportadoras, usa deste conceito para realizar a sondagem do canal rádio móvel.

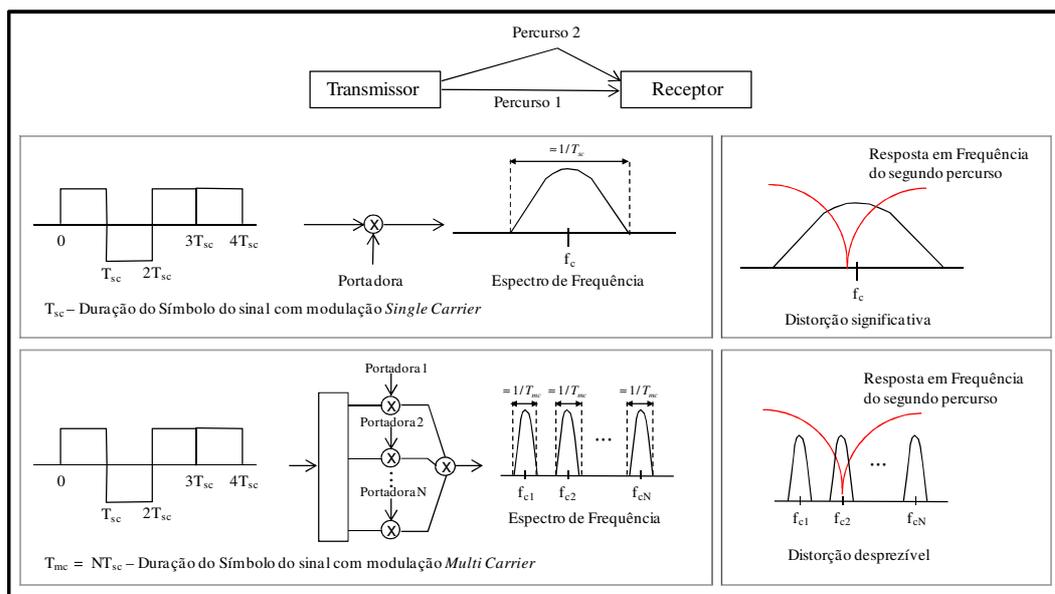


Figura 8: Efeitos do Multipercurso em sinais modulados com portadora única e com modulação Multiportadora

Nesta técnica de sondagem utiliza-se um sinal OFDM, que é um caso especial de transmissão de multiportadoras. Em síntese um sinal OFDM é criado com as características de interesse, amplificado e transmitido através do canal. Após a sua captura no receptor o sinal é pós-processado. No pós-processamento o sinal é filtrado e sua autocorrelação resulta no perfil de retardos de potência conforme discutido no Capítulo 2. Comumente o perfil de retardos de potência encontrado após a autocorrelação, contém espúrios resultantes do ruído adicionado no canal. Para uma determinação precisa dos parâmetros de dispersão temporal do canal faz-se uma limpeza nos perfis de retardos de forma a eliminar ou minimizar o efeito destrutivo do ruído. O capítulo 5 detalhará os procedimentos para a obtenção dos perfis de retardo, incluindo a técnica de limpeza de perfil de retardos utilizada. Como pode ser observado o uso de um sinal OFDM nessa técnica de sondagem é imprescindível.

3.3.1. Modulação OFDM

A Modulação OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) é um tipo especial de modulação multiportadora, onde não há intervalos de guarda entre as portadoras adjacentes, pois faz uso de frequências ortogonais e dessa forma as portadoras, em geral moduladas com esquemas de modulação digital, tais como, QAM ou PSK, podem ser sobrepostas sem interferirem umas nas outras, aumentando a eficiência espectral. Garantindo-se a ortogonalidade entre as portadoras é possível recuperar os sinais de subportadoras individuais, apesar de seus espectros sobrepostos.

A modulação OFDM foi inicialmente proposta por Weinstein e Ebert [36] em 1971 e durante anos sua capacidade foi investigada sendo aplicada pela primeira vez às comunicações móveis sem fio, em 1985 por Cimini [37]. Nos últimos anos, o OFDM tem recebido especial atenção devido suas importantes características quando aplicadas aos sistemas de comunicações móveis de terceira e quarta geração, dentre as quais podemos destacar: sua capacidade de transmissão de alta taxa de dados com elevada eficiência espectral; possibilidade de alocação de potência nas subportadoras de acordo com as condições do canal e sua robustez a espalhamento de atraso por multipercursos e a ruído impulsivo;

sendo esta última característica ideal para a aplicação de sondagem do canal banda larga.

Geração e Recepção do Sinal OFDM

A importância que a técnica de modulação OFDM representa para os sistemas de comunicações móveis atuais e futuros, justifica a enorme bibliografia existente sobre o assunto. A geração do sinal OFDM é tratada com algumas sutis diferenças pelos diversos autores, sendo o resultado final inalterado. Neste trabalho, o sinal OFDM gerado está em concordância com o estabelecido em [1 e 38].

Para a geração de um sinal com modulação OFDM, primeiramente, os bits de dados são separados em múltiplos quadros por um conversor serial-paralelo onde cada quadro é modulado digitalmente. Em seguida o bloco IFFT (do inglês *Inverse Fast Fourier Transform*) é responsável por colocar os símbolos complexos em frequências ortogonais espaçadas de tal forma que cada subportadora esteja posicionada nos pontos de cruzamento zero das demais subportadoras. É importante ressaltar que o processo de IFFT neste caso não tem nada a ver com a conversão entre tempo e frequência, trata-se apenas de um processo matemático realizado no sinal de entrada para gerar o sinal de saída.

Após o processo de IFFT, um conversor paralelo serial irá converter as amostras discretas de saída desse bloco, em uma sequência temporal que representa o símbolo OFDM. A figura 9 ilustra o processo de geração do sinal OFDM.

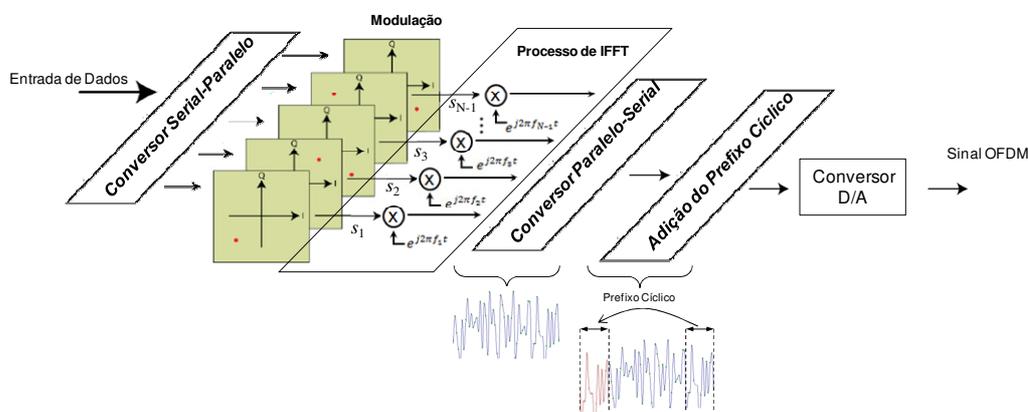


Figura 9: Processo de construção de um Sinal OFDM

Antes de ser transmitido é adicionado ao símbolo OFDM um intervalo de guarda. Esse intervalo de guarda tem dois objetivos fundamentais no desempenho do sistema, o primeiro é o de inibir a interferência intersimbólica e o outro refere-se a sincronização dos símbolos no receptor. Existem diversas técnicas de inserção do intervalo de guarda nos símbolos OFDM, sendo as mais comuns a técnica do Prefixo Cíclico [1, 3, 32], do *Zero-Padding* [39] e o uso de uma Sequência PN (do inglês, *Pseudo-Noise*) [41]. Neste trabalho utilizamos a técnica do prefixo cíclico que foi parametrizado de acordo com [38].

Após passar pelo canal os símbolos OFDM são recuperados no receptor através da realização da transformada direta de Fourier (FFT).

Matematicamente, sendo $\{s_k\}_{k=0}^{N-1}$ os símbolos complexos gerados pelo modulador digital, o sinal OFDM resultante do processo de IFFT pode ser expresso por [40]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} s_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} s_k \varphi_k(t), \quad \text{para } 0 < t \leq T_s \quad (3.1)$$

$$\text{onde } f_k = f_0 + k\Delta f, \text{ e } \varphi_k(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_k t} & , \text{ para } 0 < t \leq T_s \\ 0 & , \text{ qualquer outro caso} \end{cases}$$

para $k = 0, 1, \dots, N - 1$.

T_s e Δf representam a duração do símbolo e o espaçamento entre as subportadoras, respectivamente.

Como já foi dito, para o receptor demodular o sinal OFDM a condição de ortogonalidade deve ser mantida, isto ocorrerá sempre que a duração do símbolo for suficientemente longa de tal forma que $T_s \Delta f = 1$, isso torna $\varphi_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$ um conjunto de funções ortogonais entre si para os diferentes valores de k .

Para mostrar isso considere a função $\varphi_l(t) = e^{j2\pi f_l t}$, o produto escalar de $\varphi_k(t)$ e $\varphi_l(t)$ será,

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-l)\Delta f t} dt = \delta[k - l]$$

e sabe-se que $\delta[k - l]$ é uma função delta definida como,

$$\delta[n] = \begin{cases} 1 & , \text{para } n = 0 \\ 0 & , \text{qualquer outro caso} \end{cases}$$

portanto o produto escalar entre funções adjacentes será sempre nulo, apenas existindo quando $k = l$, caracterizando a ortogonalidade entre estas funções.

Satisfeita a condição de ortogonalidade, os símbolos complexos gerados e transmitidos podem ser detectados no receptor pela transformada direta de Fourier dos sinal OFDM $s(t)$ capturado pelo receptor na saída do canal.

Considerando o sinal capturado da forma:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N-1} s_l \varphi_l(t)$$

então:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(\sum_{l=0}^{N-1} s_l \varphi_l(t) \right) \varphi_k^*(t) dt = \sum_{l=0}^{N-1} s_l \delta[l - k]$$

ou seja, apenas quando $l = k$, a FFT terá resultado diferente de zero:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt = s_k, \quad \text{para } l = k$$

Processo de Criação dos Sinais de Teste OFDM para Sondagem do Canal

Neste trabalho a captura dos dados empíricos realizadas nas campanhas de medições foi feita com o uso de Analisadores Vetoriais de Sinais da ANRITSU, o MS2781B e o MS2962A. Ambos possuem um limitador técnico que diz respeito a frequência de amostragem. Estes analisadores permitem a aquisição de dados que foram amostrados em taxas pré-estabelecidas, e portanto o sinal OFDM teve que ser criado com parâmetros que atendessem a uma das frequências de amostragens utilizadas pelos analisadores. A menor frequência de amostragem utilizada pelos analisadores que atendiam ao teorema de Nyquist, para o sinal de 20 MHz que será utilizado neste trabalho, foi a taxa de amostragem de 50Mamostras/segundo.

O objetivo deste subitem é apenas indicar as razões das escolhas dos parâmetros utilizados. Para tanto, é importante ressaltar aspectos básicos do relacionamento do sinal OFDM digital no domínio do tempo e no domínio da frequência. O sinal no domínio do tempo, conforme mostrado na Figura 10, é amostrado em intervalos iguais, conhecido como intervalo de amostragem t_s . O inverso do intervalo de amostragem é a frequência de amostragem F_s . Outra questão primária, que vale aqui a ressalva, é que a Transformada Rápida Direta de Fourier (FFT) translada um sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência em intervalos discretos. Assim sendo, cada ponto vermelho do sinal no domínio do tempo na Figura 10, representa uma amplitude amostrada pela aplicação da FFT neste sinal. No tempo, o período útil do símbolo é dado por:

$$T_u = t_s \cdot N_{FFT} = \frac{1}{F_s} \cdot N_{FFT}$$

onde: T_u é período útil do símbolo OFDM e N_{FFT} é a quantidade de amostras geradas pela operação da Transformadas Rápida de Fourier do sinal no domínio do tempo.

O tempo total do símbolo OFDM será o somatório do período útil com o período referente ao intervalo de guarda T_g .

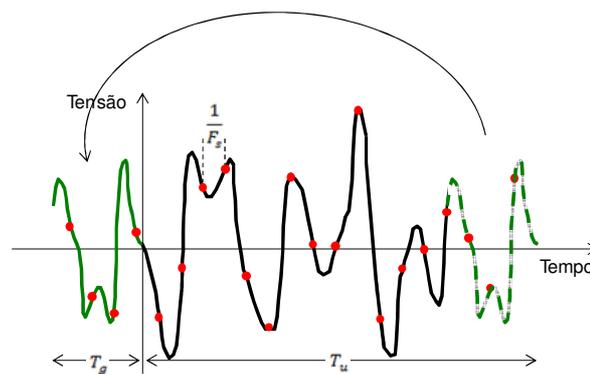


Figura 10: Sinal OFDM no domínio do tempo

Os parâmetros relevantes do sinal OFDM são a frequência de amostragem, o fator de sobreamostragem, o número de pontos da Transformada de Fourier implementada com o algoritmo da FFT e o prefixo cíclico. Os valores adotados neste trabalho, estão dispostos na tabela 4.

Para a geração de um sinal OFDM de 20 MHz de largura de banda, utilizou-se uma FFT de 1024 portadoras sendo que destas, apenas 800 são portadoras de dados (o que representa os 20 MHz de largura de banda), as demais foram preenchidas com zeros. Com a sobreamostragem e a inserção do prefixo cíclico de 1/16, o número total de amostras do sinal OFDM resultante passou a ser de 2176. Dessa forma o período total do símbolo OFDM foi igual a:

$$T_b = \frac{1}{F_s} \cdot N_a = \frac{2176 \text{ amostras}}{50 \cdot 10^6 \text{ amostras/s}} = 43,52 \mu\text{s}$$

onde: T_b é período do símbolo OFDM 1 e N_a é o número de amostras geradas pela operação da Transformada Rápida de Fourier do sinal no domínio do tempo, mais a adição das amostras de prefixo cíclico.

Parâmetro	Valor	Unidade de Medida
Largura do Canal [BW]	20	MHz
Tamanho da FFT [N_{FFT}]	1024	Amostras
Fator de Amostragem	2	-
Frequência de Amostragem [F_s]	50	MHz
Prefixo Cíclico [CP]	1/16	Amostras

Tabela 5: Principais Parâmetros dos Sinais OFDM de Teste.

Com apoio do *software* MATLAB® foi possível a geração do sinal em componentes de fase (I) e quadratura (Q) no formato texto (.txt), sendo necessário ser em seguida convertido para o formato (.wvi) exigido pelo Gerador de Sinais MG3700 da Anritsu. Essa conversão foi realizada através do *software* IQProducer® onde *gaps* de 200 amostras nulas foram inseridos entre os símbolos para facilitar a identificação dos símbolos OFDM no receptor [1].

Dois sinais de teste OFDM foram utilizados nas campanhas de medição. O primeiro sinal foi elaborado com as mesmas características do sinal utilizado em [1] onde dados puramente aleatórios eram utilizados no processo de modulação OFDM. Este sinal que a partir de agora será identificado como OFDM 1 está mostrado na Figura 11.

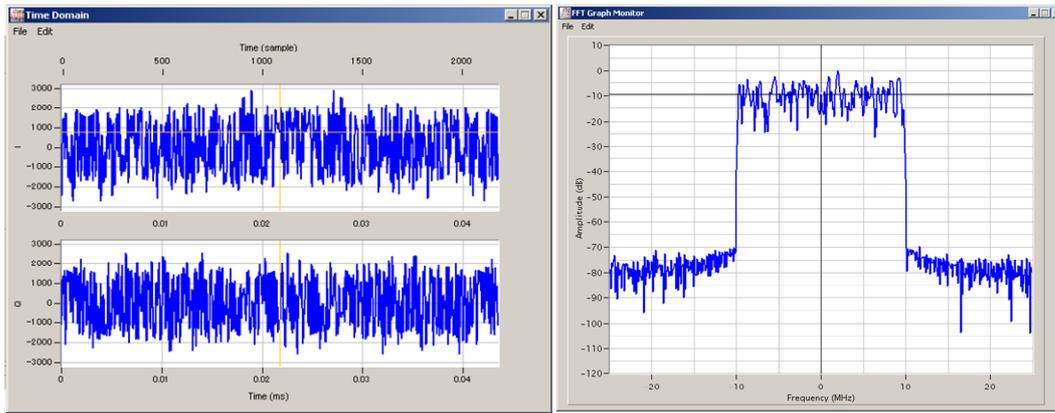


Figura 11: Símbolo OFDM 1 - componentes I e Q no domínio do tempo e espectro de frequência - *Software IQProducer*

O segundo sinal de teste difere do primeiro apenas pelo fato de utilizar uma sequência pseudo-aleatória no processo de modulação OFDM. As demais características são idênticas. Esse segundo sinal será, a partir de agora, chamado de sinal OFDM 2. A razão do uso desse segundo sinal de testes será explicada em seguida.

3.3.2. Geração do Sinal OFDM com uma Sequência PN

Conforme mencionado anteriormente, foram gerados dois sinais de testes para estudo da obtenção dos perfis de retardo de potência do canal. O primeiro designado por OFDM 1, utilizou dados puramente aleatórios, conforme já exposto. O segundo sinal, designado por OFDM 2, utilizou amostras de dados que correspondem a uma sequência pseudo-aleatória ou sequência PN.

Conforme mostrado na Tabela 3 uma das técnicas de sondagem muito utilizada por pesquisadores para a sondagem do canal em banda larga no domínio do tempo é a chamada técnica STDCC [2, 3, 33] que faz uso de uma sequência PN como sinal de teste, valendo-se de sua importante característica de acusar apenas um pico durante o processo de autocorrelação.

Neste trabalho, ousou-se utilizar das características da autocorrelação da sequência PN no âmbito da técnica das Multiportadoras com o objetivo de comparar os resultados de perfis de retardo de potência e verificar a ocorrência de uma melhor sincronização dos símbolos capturados no receptor.

O interesse dessa investigação recai sobre os bons resultados encontrados na técnica SDTCC ao usar a sequência PN para representar o ruído branco $n(t)$ como sinal de entrada de um sistema linear.

Em [41], mostra-se que sendo o ruído branco o sinal na entrada de um sistema linear, ao se correlacionar a saída $y(t)$ desse sistema com a réplica do ruído de entrada retardado no tempo $n(t - \tau)$, obtém-se a resposta do sistema ao impulso no retardo de tempo τ . Essa demonstração será resumidamente apresentada.

Sabe-se que se um ruído branco for aplicado à entrada de um sistema linear, a saída será a convolução do ruído branco com a resposta ao impulso do sistema e, portanto, pode ser escrito da forma:

$$y(t) = h(t) * n(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\zeta)n(t - \zeta)d\zeta \quad (3.2)$$

Agora, ao realizar a correlação cruzada dessa saída $y(t)$ com a réplica do ruído branco de entrada retardada no tempo, obtém-se:

$$E[y(t)n^*(t - \tau)] = E \left[\int h(\zeta)n(t - \zeta)n^*(t - \tau)d\zeta \right] \quad (3.3)$$

Sabendo-se que autocorrelação do ruído é dada por $E[n(t - \zeta)n^*(t - \tau)]$, a expressão (3.3) pode ser reescrita, resultando em,

$$E[y(t)n^*(t - \tau)] = \int h(\zeta)R_n(t - \zeta) d\zeta \quad (3.4)$$

Como a autocorrelação $R_n(t)$ é a transformada inversa da densidade espectral unilateral de potência de $n(t)$, que é a constante N_0 [2], obtém-se que o resultado desejado,

$$E[y(t)n^*(t - \tau)] = N_0h(\tau) \quad (3.5)$$

Esse conceito pode ser aplicado para a obtenção dos parâmetros de dispersão temporal do canal, entretanto, o ruído branco não tem como ser gerado

na prática, restando a alternativa de se utilizar uma sequência PN em sua substituição. A autocorrelação de uma sequência PN fornece um único pico que ocorre no momento em que a sequência original e sua réplica estão alinhadas, exceto nessa situação, o resultado da autocorrelação espalha o sinal que chega ao receptor numa banda tão larga quanto a faixa da sequência PN do receptor [2]. Assim, ao se transmitir uma sequência PN num canal rádio móvel e correlacionar o sinal resultante na saída do canal com esta sequência, o resultado será a obtenção de picos de correlação que corresponderão ao primeiro sinal que chega ao receptor e as suas réplicas, que chegarão atrasadas em decorrência do multipercurso.

O Sinal OFDM 2 carregará uma sequência PN como amostras de dados e uma correlação cruzada do sinal recebido com o sinal transmitido será feita para a obtenção dos perfis de retardo, ao contrário do que foi feito para o sinal OFDM 1 que carrega dados puramente aleatórios e a obtenção dos perfis de retardo foi realizada pela autocorrelação dos símbolos recebidos.

A sequência PN foi gerada em MATLAB pelo mesmo código utilizado em [2] com comprimento de 1023 bits e frequência de amostragem de 50 Mamostras/segundo e foi posteriormente modulada em OFDM utilizando o mesmo código utilizado em [1]. Da mesma forma, o sinal foi gerado no formato texto (.txt) e depois convertido para o formato (.wvi) para ser utilizado pelo gerador de sinais MG3700. O sinal OFDM 2 é mostrado na Figura 12.

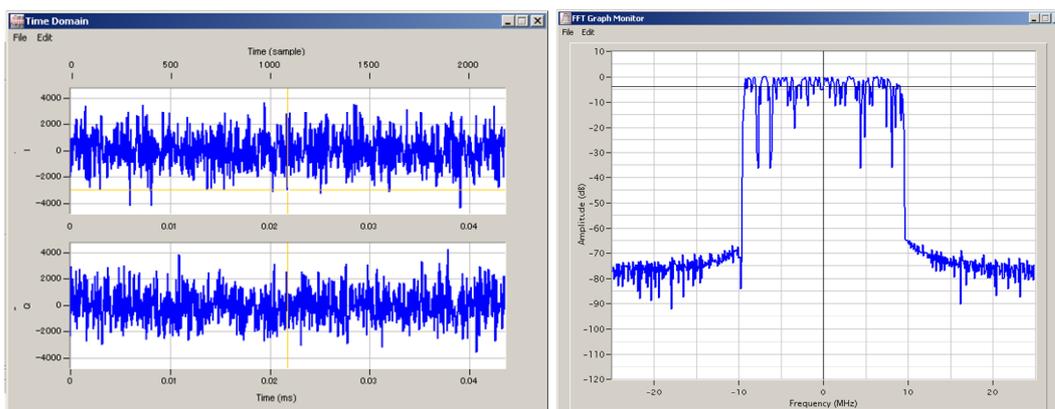


Figura 12: Símbolo OFDM 2 - componentes I e Q no domínio do tempo e espectro de frequência - *Software IQProducer*

4 Ambiente, Estrutura e Metodologia das Medições

A caracterização do canal foi realizada em banda estreita e em banda larga. Para ambos os casos, foi necessário estruturar um sistema de medição que permitisse a aquisição de dados experimentais tanto em banda estreita como em banda larga. Com o objetivo de organizar a tarefa de montagem do sistema de medição em campo e de registrar o procedimento, para que o mesmo possa ser adotado por outros pesquisadores, desenvolveu-se uma sequência de eventos, ilustrada na Figura 13, que detalha cada uma das etapas de planejamento, montagem do *setup* em campo e de medição.

Os dados experimentais pertinentes à caracterização do canal banda larga em 2.5 GHz foram coletados em 3 campanhas de medições. A primeira campanha de medição será referenciada daqui para frente como Fase 1. Ela foi iniciada em outubro de 2012 e concluída em dezembro de 2012. O objetivo da Fase 1 foi caracterizar o canal banda larga em 2.5 GHz transmitindo o sinal OFDM 1 (de acordo com o exposto no Capítulo 3) com largura de banda de 20 MHz, utilizando a técnica de sondagem das multiportadoras. Nesta fase de medições os bairros da Lagoa, Gávea, Leblon e Campo Grande da cidade do Rio de Janeiro foram utilizados como ambientes urbanos e suburbanos de medições. A segunda campanha, que será referenciada como Fase 2 foi realizada entre os meses de fevereiro e abril de 2013, também em 2,5 GHz, utilizando um sinal OFDM 2 também de 20 MHz de largura de banda. O objetivo da Fase 2 foi comparar os resultados encontrados de parâmetros de dispersão do canal de 20 MHz, utilizando os sinais OFDM 1 e 2. A terceira campanha de medições, que será referenciada como Fase 3, foi realizada entre os meses de abril e agosto de 2013, utilizando uma onda CW para a caracterização do canal em banda estreita.

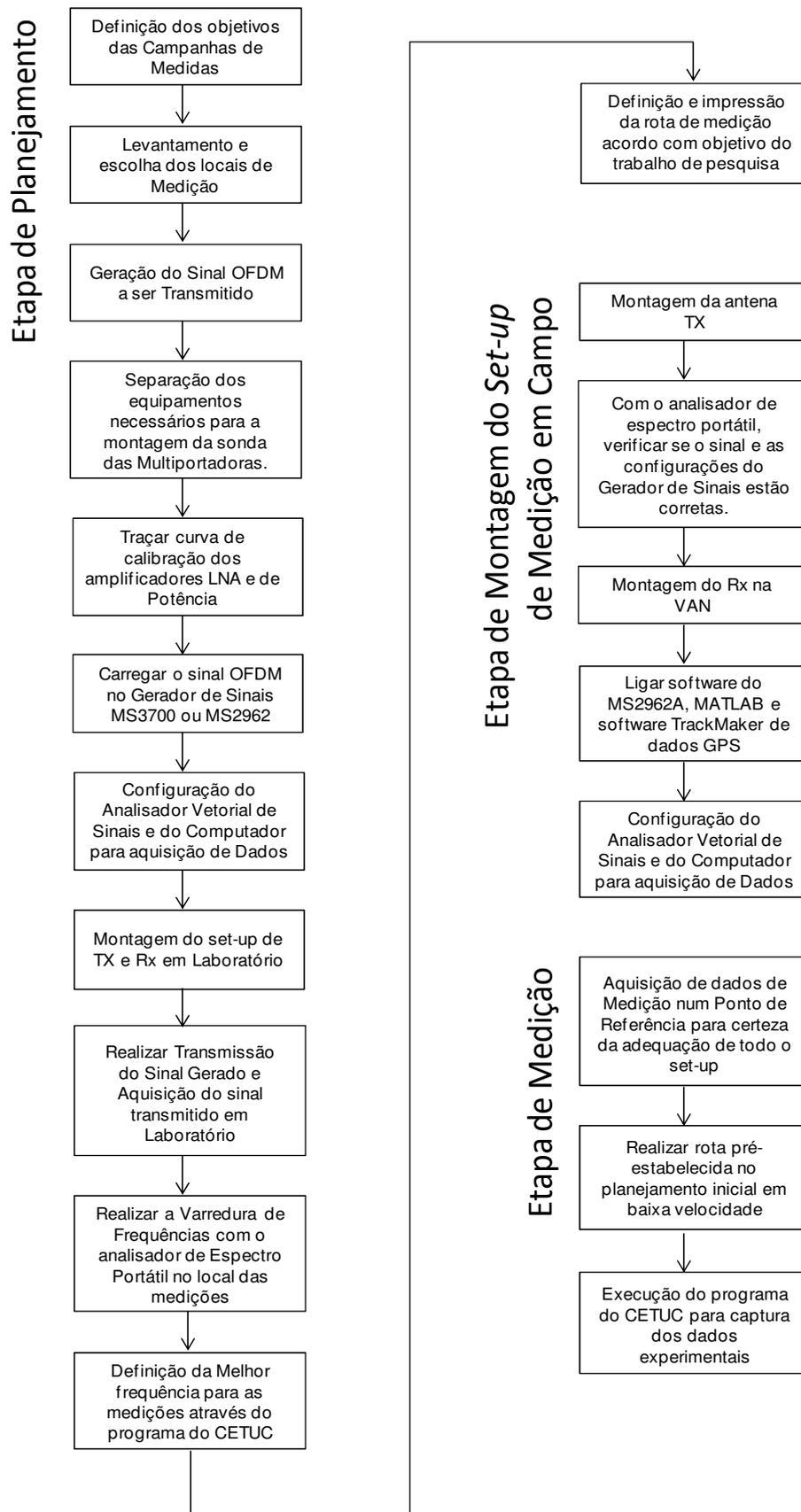


Figura 13: Sequência de Eventos para o Planejamento e Execução das Campanhas de medições

Com o objetivos de abranger diferentes tipos de regiões urbanizadas, buscou-se realizar medições em ambientes com alto e baixo grau de urbanização. As campanhas de medições utilizaram o mesmo sistema de medições, faixa de frequência, largura de banda e técnicas de sondagem. No ambiente considerado urbano optou-se pelos bairros da Gávea, do Leblon e o entorno da Lagoa Rodrigo de Freitas, enquanto que para uma análise do canal no ambiente considerado suburbano escolheu-se o bairro de Campo Grande, sendo todos os bairros localizados no município do Rio de Janeiro. Essas regiões de estudo e os *setups* de medições utilizados serão devidamente apresentados nos próximos subitens deste capítulo.

Os resultados em banda estreita serão comparados com modelos de predição consagrados e já descritos nos Capítulo 2. Para a caracterização em banda larga, os parâmetros como retardo médio e espalhamento de retardos RMS e banda de coerência para alguns trechos das rotas devidamente escolhidos na região de estudo, serão calculados e comparados com outros valores encontrados na literatura.

4.1. Ambientes de Medições

Para o cenário urbano os bairros da Gávea, o entorno da Lagoa e Leblon foram escolhidos por duas razões pontuais. A primeira diz respeito a questões logísticas pela proximidade ao campus da PUC-Rio, sendo os três bairros vizinhos podendo ser considerados também como uma única região de estudo e a segunda refere-se a possibilidade de comparação dos resultados de banda larga com os resultados apresentados em [1] utilizando a faixa de 3,5 GHz nesta mesma região. Para o estudo do canal suburbano optou-se pelo bairro de Campo Grande que fica localizado na zona oeste do Rio de Janeiro onde predominam casas de 60 metros quadrados de no máximo dois andares de altura, com vasta área verde e grandes espaços ainda não construídos, o que o torna adequado para o estudo de em canal rádio móvel suburbano. A Figura 14 mostra fotografias com as duas regiões urbana e suburbana estudadas.

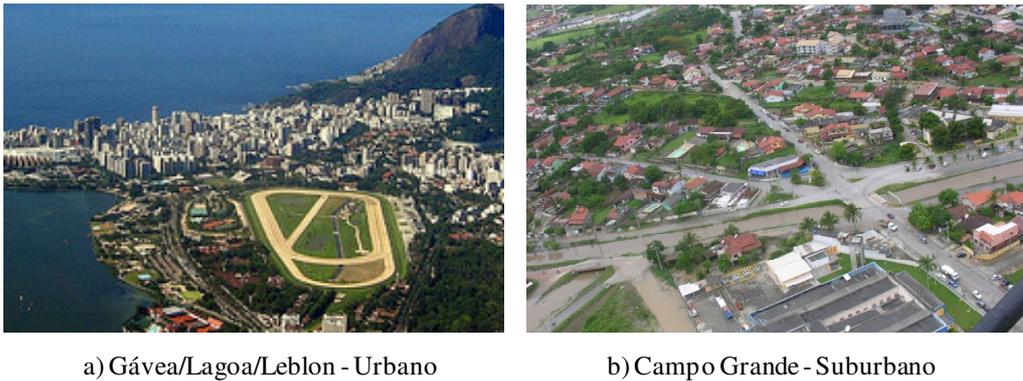


Figura 14: Ambientes de Medições

Antes da realização das medições, buscou-se identificar a melhor frequência central para a transmissão dos sinais de teste dentro da faixa de 2.5 GHz, de forma a não haver interferência com outros sistemas de telecomunicações. Para a identificação desta frequência, foi realizada uma varredura do espectro de frequências de 2,3 a 2,7 GHz, sobre as rotas já pré-estabelecidas como rotas de medição, verificando a ocupação do espectro de frequência e determinando a frequência ótima com auxílio de um programa de pós-processamento em MATLAB. Para a varredura do espectro utilizou-se um analisador de espectro portátil FSH3-6-18 da marca ROHDE & SCHWARTZ. Além disso, foi feita uma consulta ao banco de dados do Sistema de Informações Técnicas para Administração das Radiocomunicações – SITAR, da Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações). Após confrontar o relatório da base de dados SITAR com o resultado da varredura de espectro mostrado na Figura 15, decidiu-se utilizar a frequência de 2.487 GHz como frequência central de transmissão.

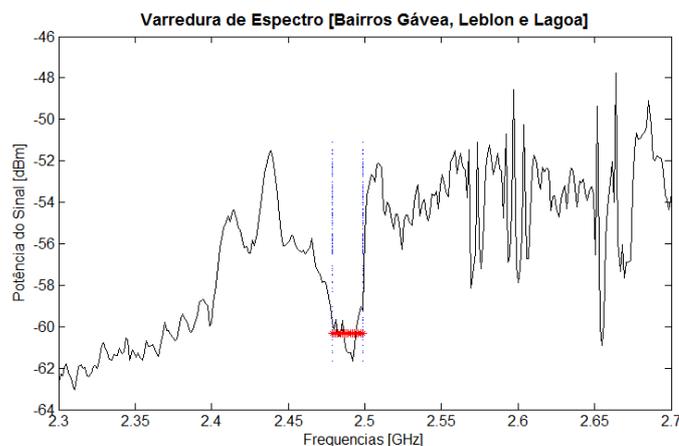


Figura 15: Varredura de Espectro

4.2. Setup de Medições

A estrutura dos *setups* de transmissão e recepção dos sinais de teste será a mesma para a caracterização banda estreita e banda larga dos canais urbano e suburbano.

Para a transmissão dos sinais utilizou-se o gerador vetorial modelo MG3700A da ANRITSU, um amplificador de potência modelo AS0204-7B da marca MILMEGA, uma antena setorial da PCTEL, modelo SP2327-17VP90NUF, que trabalha com frequências de 2,3 a 2,7 GHz, além de cabos e conectores utilizados para interligar os equipamentos. O *setup* de transmissão está representado na Figura 16.

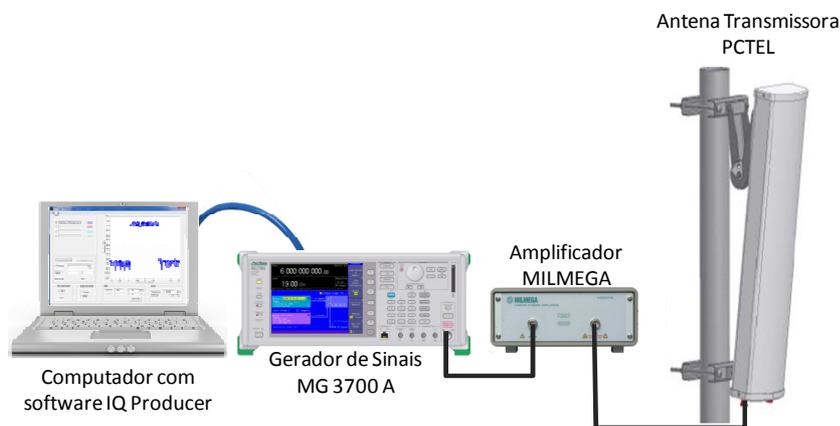


Figura 16: Estrutura do *Setup* de Transmissão.

O gerador vetorial de sinais gera componentes em fase e quadratura do sinal de teste a ser transmitido, o amplificador de potência amplifica o sinal gerado em 46 dB e a antena tipo painel irradia o sinal na região de estudo. As características técnicas do gerador vetorial de sinais, do amplificador e da antena estão detalhadas nos *datasheets* presentes no Apêndice B. Para serem transmitidos os sinais OFDM 1 e OFDM 2 gerados em MATLAB precisaram ainda de um tratamento adicional para se adequarem ao gerador de sinais MG3700 A. O *software* IQ producer da Anritsu foi utilizado para converter o formato .txt gerado pelo MATLAB para o formato .wvi aceito pelo gerador. Foi inserido um intervalo de 200 amostras nulas entre cada símbolo OFDM de forma a permitir a identificação do sinal OFDM no pós-processamento.

A potência máxima de saída do MG3700A de forma a evitar a saturação do amplificador foi de -15 dBm. Esse valor de potência foi definido após estudo e levantamento da curva de linearidade do amplificador mostrada na Figura 17.

Os diagramas polares de irradiação da antena nos planos azimutal e de elevação estão mostrados na Figura 18.

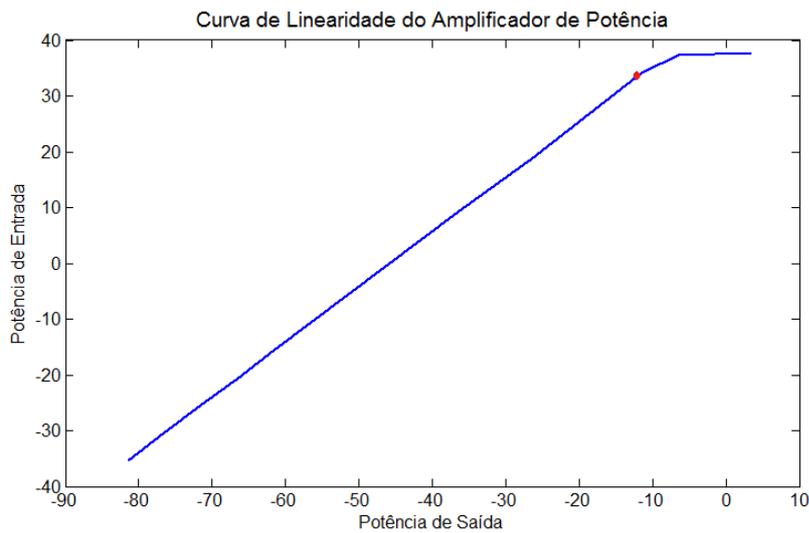


Figura 17: Curva de Linearidade do Amplificador MILMEGA.

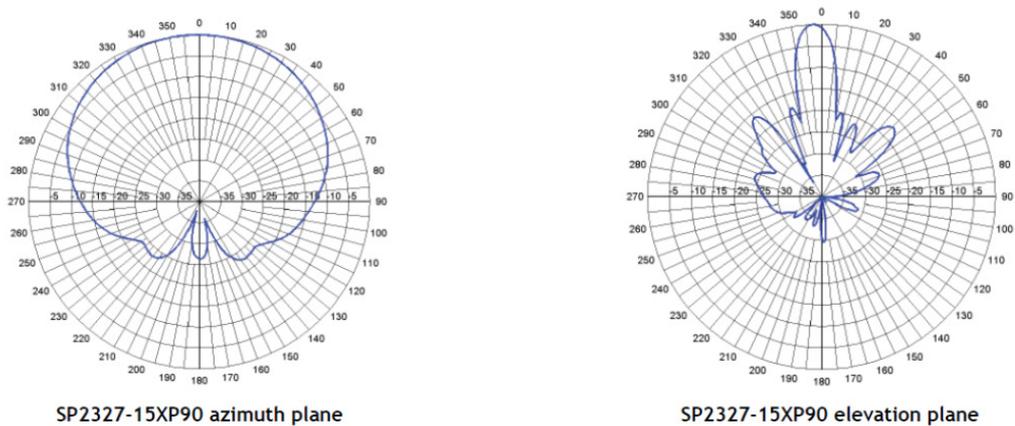


Figura 18: Diagramas Polares de Irradiação da Antena de Transmissão

O valor da potência efetivamente irradiada foi mantida em todas as campanhas de medições a Tabela 6 mostra os valores envolvidos no cálculo da EIRP.

Parâmetro	Valor
Potência de Saída do Gerador de Sinais	-15 dBm
Frequencia de Transmissão	2487 MHz
Ganho do Amplificador de Potência	46 dB
Ganho da Antena de Transmissão	16 dBi
Perdas nos Cabos e Conectores	3,3 dB
EiRP Calculada	43,7 dBm

Tabela 6: Parâmetros do *Setup* de Transmissão

O sinal propagado no ambiente foi capturado pelo sistema de recepção embarcado na unidade móvel do INCT. O *setup* de recepção composto basicamente por uma antena omnidirecional modelo RM-WLF-1C-BLK-12 da marca Mobile Mark, um amplificador de baixo ruído (LNA, do inglês *Low Noise Amplifier*) modelo ABL0800-12-3315 da marca Wenteq, dois analisadores vetoriais sinais modelos MS2781B-Signature e MS2962A da marca Anritsu, uma fonte regulada DC, um GPS modelo GPSMAP 62 da marca Garmim, um computador *Dell Inspiron*, além de cabos e conectores. Devido a mudança do tipo de analisador vetorial de sinais utilizado dois tipos de *setup* de recepção foram montados, ambos podem ser vistos nas Figuras 19 e 20

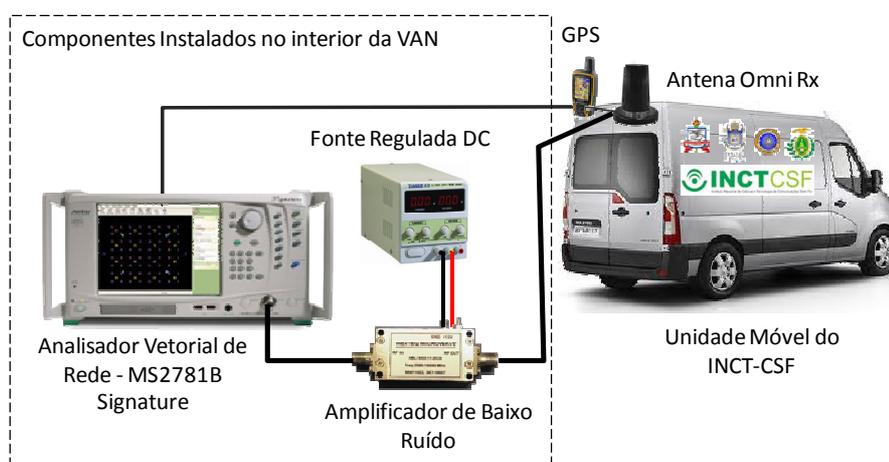


Figura 19: *Setup* de Recepção com uso do Analisador MS2781B

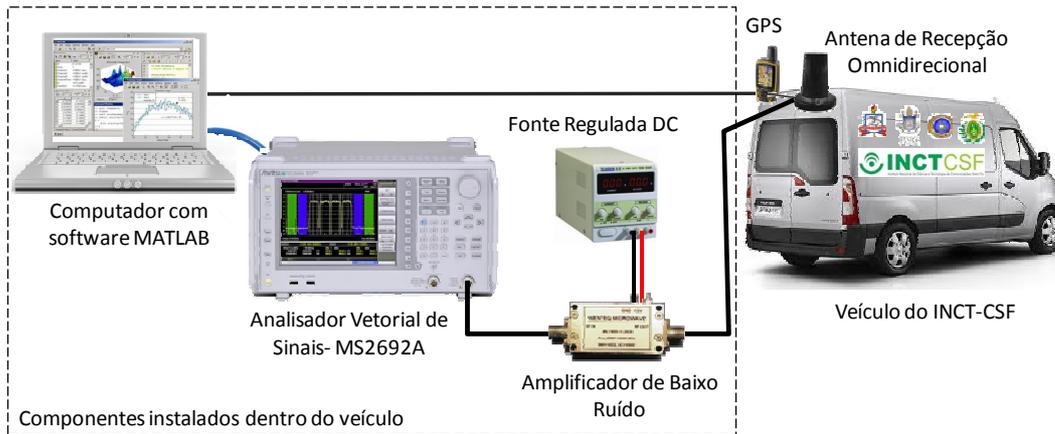


Figura 20: *Setup* de Recepção com uso do Analisador MS2962A

O sinal que chega ao receptor é amplificado pelo LNA além do pequeno ganho oferecido pela antena omnidirecional. Após ser demodulado tem suas componentes de fase e quadratura armazenadas em disco rígido. Os valores que envolvem a recepção do sinal são apresentados na Tabela 7.

Parâmetro	Valor
Ganho da Antena de Recepção	2 dB
Perdas nos Cabos e Conectores	3 dB
Ganho no Amplificador de Baixo Ruído (LNA)	33 dB
Altura da Antena de Recepção	3 m

Tabela 7: Parâmetros do *Setup* de Recepção

Foi desenvolvido um programa em MATLAB que permitiu o uso do analisador vetorial de sinais MS2962A remotamente em rede com um computador pessoal. Dentre as vantagens dessa arquitetura, podemos destacar a possibilidade do pós-processamento dos dados imediatamente após a captura, o que permite a supervisão de erros acidentais na montagem dos *setups* e/ou durante as medições e ainda a avaliação dos resultados empíricos obtidos.

4.3. Campanhas de medições

As campanhas de medições foram realizadas em 3 fases, onde buscou-se investigar características do canal urbano e suburbano de forma inédita e inovadora. Durante as campanhas, dois tipos de *setups* de transmissão e três sinais de teste diferentes foram utilizados para a caracterização do canal em quatro bairros da cidade do Rio de Janeiro. Os detalhes de cada fase das campanhas de medições serão apresentados a seguir.

Fase 1

A Fase 1 foi iniciada em outubro de 2012, e concluída em dezembro de 2012. O objetivo foi caracterizar o canal urbano e suburbano banda larga em 2.5GHz transmitindo o sinal de teste semelhante ao utilizado por RON [1], onde dados binários aleatórios modulam as multiportadoras OFDM.

Para o cenário urbano, os ambientes de medições foram os bairros da Gávea e Leblon e no entorno da Lagoa. Para o cenário suburbano, utilizou-se o mesmo sistema de medição no bairro de Campo Grande, nas proximidades da antiga estrada Rio-São Paulo.

Na caracterização do canal urbano, o *setup* de transmissão foi montado na varanda do Decanato do Centro de Tecnologia, que fica no décimo primeiro andar do prédio Cardeal Leme da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, aproximadamente a 40 metros de altura em relação ao nível médio do mar. A antena foi posicionada de forma a cobrir a área compreendida entre os bairros da Gávea e do Leblon, desde a rua Jardim Botânico até a Av. Delfim Moreira, estendendo-se à região da lagoa Rodrigo de Freitas, na altura das Avenidas Borges de Medeiros e Eptácio Pessoa que contornam a lagoa. As coordenadas geográficas da posição da antena são 22°58'43.64" Latitude Sul e 43°13'56.02" Longitude Oeste.

O *setup* de recepção foi montado na viatura móvel do INCT-CSF que percorreu duas rotas previamente planejadas de tal forma a cobrir as duas regiões de interesse. A Figura 22 obtida através da ferramenta *Google Earth*, mostra uma visão aérea da região onde ocorreram as medições e as duas rotas executadas para a captura de dados. A primeira rota foi realizada entre as 21 horas do dia

09/10/2012 e as 2 horas do dia 10/10/2012 no bairro da Gávea nas proximidades da PUC.

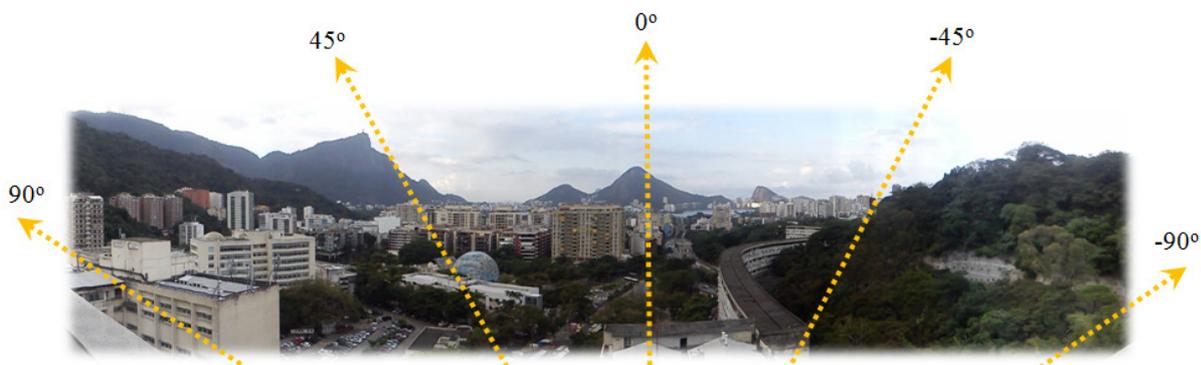


Figura 21: Foto panorâmica da linha de visada da antena de transmissão

Como resultado final da campanha de medições os dados adquiridos considerados válidos equivalem a um tempo total de 20 minutos de medição ininterrupta. A segunda rota foi realizada entre as 23 horas do dia 17/10/2012 e as 3 horas do dia 18/10/2012 no entorno da lagoa e cruzando o bairro do Leblon através das ruas Almirante Guilhem e Carlos Gois. Neste caso o resultado final dos dados adquiridos considerados válidos equivalem a um tempo total de 40 minutos de medição ininterrupta. Daqui em diante a primeira rota será referenciada como rota da Gávea e a segunda rota como rota Lagoa-Leblon.

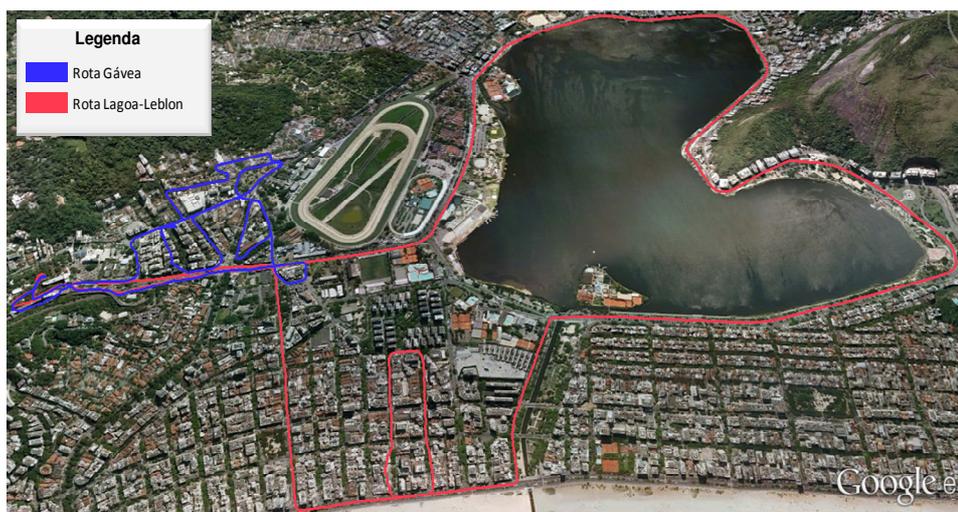


Figura 22: Ambiente de Medição para Caracterização do Canal Urbano

Preocupado com a melhor captura das componentes de multipercurso do sinal propagado no ambiente de estudo a velocidade de deslocamento da unidade móvel foi de 30 km/h, utilizando-se uma antena omnidirecional de 2 dBi de ganho e um amplificador de baixo ruído que acrescentava mais 33 dB ao sinal recebido gerando o mínimo de ruído aditivo. Os dados recebidos foram tratados no Analisador Vetorial de Sinais MS2781B que permite, juntamente com um programa desenvolvido em MATLAB, a captura e armazenamento das componentes de fase (I) e quadratura de fase (Q) do sinal transmitido pelo Gerador Vetorial.

A cada segundo, o analisador vetorial de rede capturava os dados recebidos durante 160 μ s a uma taxa de 50 MSPS. Isso permitia a captura de 8000 amostras IQ do sinal representando cerca de 3 símbolos OFDM, conforme pode ser visto na Figura 23.

O *gap* incluído entre os símbolos OFDM e adição do prefixo cíclico, mencionados no Capítulo 2 - Subitem 2.4, permitiram, durante o pós processamento dos dados realizado através da ferramenta computacional MATLAB, a identificação dos símbolos OFDM recebidos. Para tanto, foi realizada a correlação cruzada de cada conjunto de 8000 amostras capturadas por segundo com o prefixo cíclico do sinal original. Como resultado obteve-se picos de correlação no início e no fim de cada símbolo OFDM recebido. Foram escolhidos os primeiros símbolos OFDM de cada conjunto de 8000 amostras capturadas, armazenando portanto, 1 símbolo OFDM a cada segundo.

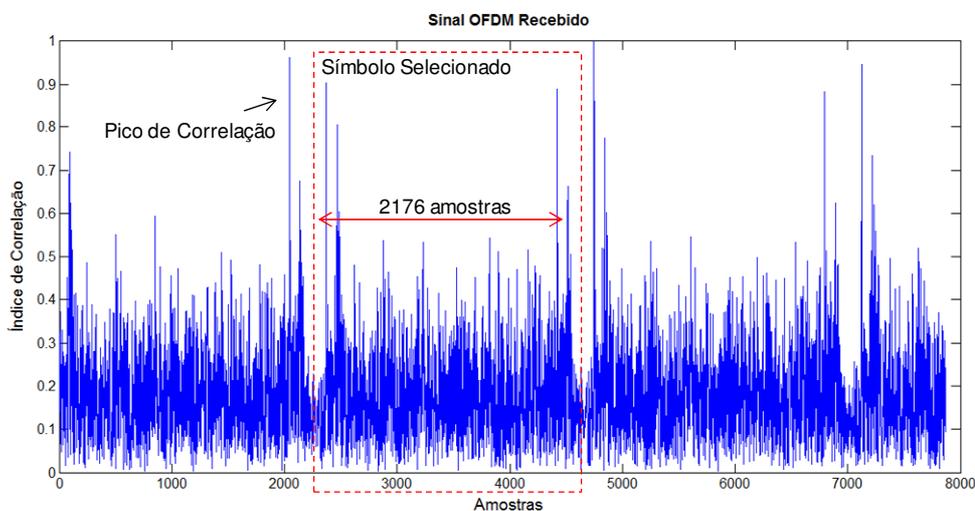


Figura 23: Símbolos OFDM capturados – Sinal de 20 MHz

A posição onde cada símbolo OFDM foi capturado pôde ser feita através do georeferenciamento por GPS, realizado durante as medições. O GPS colocado no teto da unidade móvel e conectado ao analisador vetorial de sinais com o software GPS *Trackmaker*[®] instalado, permitindo assim a sincronização entre os tempos de captura de dados e o tempo de captura das posições georeferenciadas.

Devido aos desvanecimentos inerentes de um canal rádio móvel, as primeiras amostras de alguns símbolos, referentes ao prefixo cíclico, chegaram ao receptor deformadas o suficiente para que não houvesse correlação com o prefixo cíclico do sinal OFDM original, por essa razão nem todos os símbolos OFDM recebidos puderam ser identificados e armazenados. Os símbolos identificados e armazenados em disco rígido foram organizados e tabelados juntamente com sua respectiva coordenada geográfica (latitude e longitude), a distância para o transmissor (em metros) e a potência média do símbolo recebido em dBm. Uma representação dos dados tabelados é mostrada na Figura 24.

Modelo da Tabela de Dados Resultante do Pós Processamento dos Dados Capturados nas Rotas de Medição					
Índice da Amostra	Longitude	Latitude	Dist. do Tx - Rx	Potência (dBm)	Sequencia de 2176 amostras IQ
11	-43,232	-22,978	49,408	-12,934	0,12512 + i0,00041 ... -0,00745 - i0,0112
12	-43,232	-22,978	49,47	-13,907	0,0262 + i0,07521 ... 0,12512 + i0,00041
13	-43,232	-22,978	49,501	-10,76963	0,12355 + i0,01769 ... 0,06853 + i0,0634
14	-43,232	-22,978	49,532	-11,376	-0,067391 + i0,00080 ... -0,1117 + i0,0498
15	-43,232	-22,978	49,573	-8,81935	0,26212 + i0,00964 ... 0,0790 + i0,1085
⋮	⋮	⋮	⋮	⋮	⋮
814	-43,232	-22,978	49,573	-8,81935	0,26212 + i0,00964 ... 0,0790 + i0,1085

Figura 24: Representação das tabelas de dados capturados

Para a caracterização do canal suburbano, foi utilizado o mesmo *setup* de transmissão utilizado no cenário urbano, entretanto, neste caso ele foi montado no segundo andar de uma casa, a cerca de 10 metros de altura em relação ao nível médio do mar. As coordenadas geográficas da posição da antena são 22°53'9.94" Latitude Sul e 43°34'11.35" Longitude Oeste.

O *setup* de recepção também idêntico ao do cenário urbano foi montado na mesma viatura do INCT e percorreu uma única rota previamente planejada de tal forma a cobrir uma pequena área de cerca de 1 km no entorno da posição da antena transmissora. A Figura 25 mostra uma visão aérea das duas regiões onde ocorreram as medições na região suburbana e as rotas que serão a partir de agora identificadas como rota Campo Grande (Rio-São Paulo) e rota Campo Grande

(Cachamorra). Essas medidas ocorreram entre as 15 e 16 horas do dia 11/12/2012 na rota Campo Grande (Rio-São Paulo) e entre as 13 e 15 horas do dia 16/08/2013 na rota Campo Grande (Cachamorra). Como resultado final da campanha de medições os dados capturados considerados válidos equivalem a um tempo total de 30 minutos de medição ininterrupta. A velocidade de deslocamento da viatura foi de 30 km/h.

Os dados coletados receberam as mesmas tratativas e pós processamentos da medição anterior e também foram armazenados, pós processados e organizados de acordo com a tabela apresentada na Figura 24, entretanto, da mesma forma como ocorreu na medição no ambiente urbano, nem todos os símbolos OFDM recebidos puderam ser identificados e armazenados também devido ao fato das primeiras amostras de alguns símbolos, referentes ao prefixo cíclico, chegaram ao receptor deformadas o suficiente para que não houvesse correlação com o prefixo cíclico do sinal OFDM original.



Figura 25: Ambiente de Medição para Caracterização do Canal Suburbano

Fase 2

A segunda campanha de medições foi realizada entre os meses de fevereiro e abril de 2013. Nesta fase foi realizada a investigação acerca dos parâmetros de dispersão temporal do canal quando utilizado o sinal OFDM2, que refere-se ao sinal de teste onde uma sequencia pseudo-aleatória foi utilizada como dados de entrada de uma modulador OFDM.

Durante a Fase 2 já dispunha-se de outro analisador vetorial de sinais, o M2962A, assim o *setup* de transmissão utilizado nesta campanha de medições foi aquele apresentado na Figura 20. Como o objetivo foi comparar os resultados encontrados de parâmetros de dispersão do canal quando estes eram estimados a partir das duas diferentes sondagens utilizando os sinais OFDM1 e OFDM2 para um canal urbano, mantivemos nos *setups* os mesmos parâmetros de transmissão e recepção já apresentados nas Tabelas 6 e 7, a posição da antena transmissora foi conservada e as duas rotas percorridas na fase 1 (Figura 22) foram refeitas sob as mesmas condições, tais como, horário do dia, velocidade da viatura e tempo de aquisição de dados ininterrupto.

Pelo fato de utilizar outro analisador de sinais com diferentes características técnicas do primeiro, alguns ajustes tiveram que ser feitos para que os resultados das medições pudessem se comparados. Um novo código de aquisição dos dados IQ teve que ser desenvolvido, este código pode ser verificado no Apêndice A. O analisador MS2962A permite definir o tempo em que o dado será capturado, desta forma em função da frequência de amostragem, pode-se obter um número maior ou menor de amostras do sinal. A Tabela 8 apresenta as informações pertinentes a captura dos dados nas duas fases de medição.

No caso do analisador vetorial de rede MS2962 A, os dados recebidos foram capturados a cada segundo durante 1ms a uma mesma taxa de 50 MSPS, isso permitia a captura de 50000 amostras IQ do sinal representando muitos símbolos OFDM. Entretanto optou-se por fazer uso apenas das primeiras 8000 amostras e executar o mesma metodologia de captura dos símbolos OFDM utilizada para os dados da fase 1. O objetivo era de manter as mesmas condições de aquisição dos dados para posterior comparação dos resultados.

	Fase 1	Fase 2
Analizador Vetorial de Sinais	MS2781B	MS2962A
Tempo de Captura dos Dados	160 μ s	1 ms
Frequência de Amostragem	50 M·amostras/s	50 M·amostras/s
Quantidades de Amostras Capturadas	8000	50000
Amostras utilizadas	8000	8000
Símbolos OFDM Utilizados (a cada segundo de medição)	1	1
Tempo de Símbolo OFDM	43,52 μ s	43,52 μ s
Número de Amostras do Símbolo OFDM incluindo o prefixo cíclico	2176	2176
Número de Amostras do Prefixo Cíclico	128	128

Tabela 8: Parâmetros do *Setup* de Recepção

Da mesma forma como foi feito para o símbolo OFDM 1, um *gap* foi incluído entre os símbolos OFDM 2 e a adição do prefixo cíclico de mesmo comprimento. Os dados foram armazenados, pós processados e organizados conforme a tabela a Figura 24.

Fase 3

Após as medições para a obtenção de dados para caracterizar o canal em banda larga, realizou-se uma terceira campanha de medições entre os meses de abril e maio de 2013, utilizando uma onda CW para a caracterização do canal em banda estreita. Novamente, de forma otimizar o trabalho em campo, os *setups* de transmissão e recepção utilizados para as medições em banda larga durante a fase 2, foram também utilizados para as medições em banda estreita. Neste caso, o gerador vetorial de sinais transmitiu amostras IQ de uma onda CW e a partir da captura dessas amostras pelo analisador vetorial de sinais a potencia média do sinal em cada ponto da rota pode ser calculada.

A mesma sistemática de georeferenciamento utilizada nas fases 1 e 2 foi repetida para a análise banda estreita e as posições dos pontos onde cada sinal foi capturado foram fornecidas pelo GPS usado em conjunto com o software GPS *Trackmaker*[®].

As medidas de perda média de potência do sinal com a distância e a variabilidade lenta e rápida do sinal foram determinadas em pós processamento dos dados em MATLAB.

O cenários de medição foram os mesmos. As medidas realizadas nas rotas Gávea e Lagoa-Leblon ocorreram entre as 21 e 22 horas do dia 28/5/2013 e na rota Campo Grande (Cachamorra) ocorreram entre as 13 e 15 horas do dia 18/08/2013. Os dados foram armazenados, pós processados e organizados da mesma forma.

5 Obtenção e Análise dos Resultados

Este capítulo apresenta a metodologia utilizada no pós processamento das medidas obtidas durante as campanhas realizadas nas fases 1, 2 e 3 e os principais resultados que permitiram a caracterização dos canais urbano e suburbano em banda estreita e banda larga na faixa de 2,5 GHz.

Tanto na análise banda estreita como na análise banda larga, foi importante separar os pontos onde o sinal foi recebido com e sem visada direta com o transmissor. Como apoio a essa análise, utilizamos os mapas topográfico e morfológico do *software* NETDIMENSION que, com base nas coordenadas de latitude e longitude de cada ponto onde houve captura do sinal medido, oferece o cálculo de potência considerando as componentes do sinal difratadas nos edifícios, permitindo assim a identificação da existência de edificações entre o transmissor e o receptor em cada ponto da rota. Como verificação dos resultados, diversos pontos da rota Lagoa-Leblon que passam entre as edificações dessa região foram identificados corretamente pela análise com o *software* como pontos sem linha de visada.

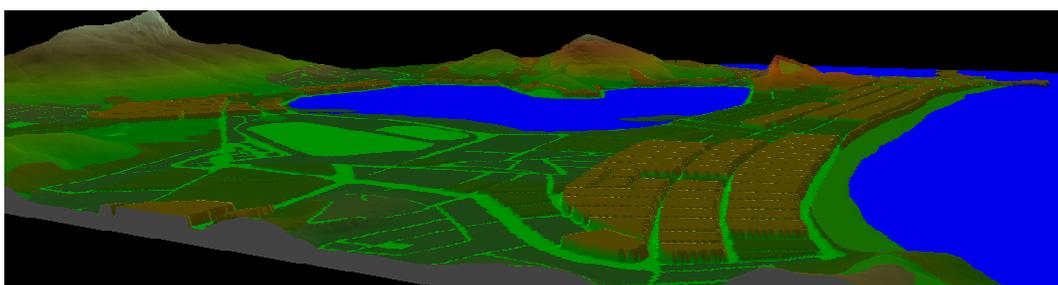


Figura 26: Visão 3D da região da Gávea, Lagoa e Leblon - *Software* NETDIMENSION

Será apresentada uma análise estatística dos desvanecimentos de pequena e larga escalas e uma comparação com modelos de perda de potência para medidas em banda estreita e uma análise estatística dos parâmetros de dispersão temporal do canal para as medidas em banda larga.

5.1. Análise Estatística

Conforme discutido no Capítulo 2, subitem 2.3, pela natureza aleatória do canal rádio móvel, sua modelagem matemática deve ser feita com o auxílio de ferramentas estatísticas. Os resultados obtidos pelas medições realizadas em campo nos dois ambientes de estudo, urbano e suburbano, receberam essa análise estatística, e suas funções de densidade de probabilidade foram determinadas e comparadas com funções de densidade de probabilidade teóricas.

Para a análise em banda estreita, os resultados práticos de desvanecimento em larga escala foram comparados, estatisticamente, com a distribuição Lognormal, que comprovadamente representa esse tipo de desvanecimento. Além disso, os resultados encontrados em campo de perda de percurso com a distância foram comparados com resultados obtidos por modelos de propagação empíricos tradicionais adequados à faixa de frequência utilizadas neste trabalho. Neste caso a título de comparação analítica utilizou-se de cálculos de Erro Médio, Desvio Padrão do Erro e Erro RMS entre os resultados medidos e aqueles fornecidos pelos modelos de propagação.

Existem inúmeras distribuições de probabilidade que vem sendo utilizadas para prever o comportamento do sinal num canal rádio móvel, mas para os resultados de desvanecimento em pequena escala, as comparações foram feitas através de distribuições estatísticas tradicionais, tais como, Rayleigh, Rice, Nakagami e Weibull. As distribuições dos dados medidos serão apresentadas em histogramas, enquanto as funções de densidade de probabilidade teóricas serão mostradas em curvas. Para esses cálculos, os parâmetros de cada distribuição foram determinados por estimação de máxima verossimilhança (MLE, do inglês *Maximum-Likelihood Estimation*), através do comando 'mle' do programa MATLAB que realiza essa estimação com intervalo de confiança de 95%.

Na análise em banda larga, os parâmetros de dispersão do canal, principalmente os resultados de retardo RMS, foram comparados em tabelas com valores encontrados na literatura e estatisticamente comparados com outras distribuições de probabilidade, através de suas distribuições cumulativas. A estimativa dos parâmetros estatísticos também foi realizada através de máxima verossimilhança.

5.2. Caracterização Banda Estreita

De posse dos valores de potência do sinal recebido, obtidos durante a sondagem em banda estreita realizada nas rotas Gávea, Lagoa-Leblon e Campo Grande (Cachamorra) e calculando as distâncias entre transmissor e receptor com base nas coordenadas de latitude e longitude fornecidas pelo GPS, foi possível separar os três tipos de efeitos do canal banda estreita: a perda com a distância, o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala.

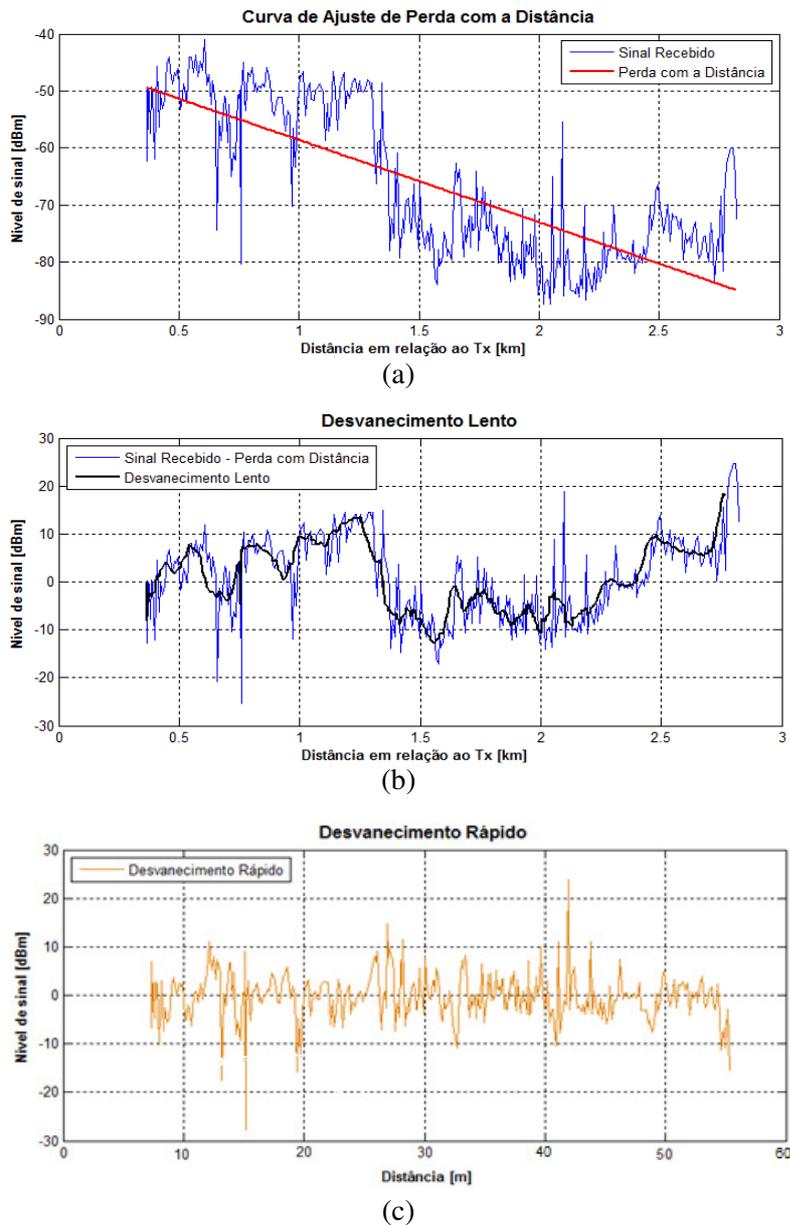


Figura 27: Separação dos três tipos de desvanecimento - Trecho 1 - Rota Lagoa

Na Figura 27 (a) fica evidenciada a perda de potência com a distância através da reta de ajuste calculada de acordo com [8] e detalhada no capítulo 2, subitem 2.1. Com base nos valores numéricos referentes à reta de decréscimo da potência com a distância, subtrai-se os valores de potência medidos e encontra-se o sinal representado pela linha azul na Figura 27 (b). Aplicando-se uma média móvel nesse sinal, determinamos a curva que representa o desvanecimento lento do sinal recebido. Subtraindo-se o desvanecimento lento do sinal representado pela linha azul, obtém-se o desvanecimento rápido do sinal neste trecho do percurso, apresentado na Figura 27 (c). Para a análise estatística de larga escala foram levados em consideração todos os pontos das rotas. Para a análise de pequena escala, as rotas foram divididas em pequenos trechos de forma a separar onde o sinal era predominantemente com visada ou sem visada.

5.2.1. Ambiente Urbano

5.2.1.1. Variabilidade em larga escala

Os valores das potências recebidas em cada ponto das rotas Gávea e Lagoa-Leblon estão mostradas na Figura 28, para as condições de com e sem visada. A reta de ajuste calculada da potência do sinal em relação a distância do transmissor é apresentada em vermelho na Figura 29, enquanto os valores medidos de potência são mostrados em azul. O desvanecimento lento para a região urbana é representado pela linha preta na Figura 30 e a comparação da função de densidade de probabilidade dos dados medidos com a distribuição de probabilidade lognormal é apresentada na Figura 31.



Figura 28: Potência do Sinal Banda Estreita Capturado nas Rotas Gávea e Lagoa-Leblon - LOS e NLOS

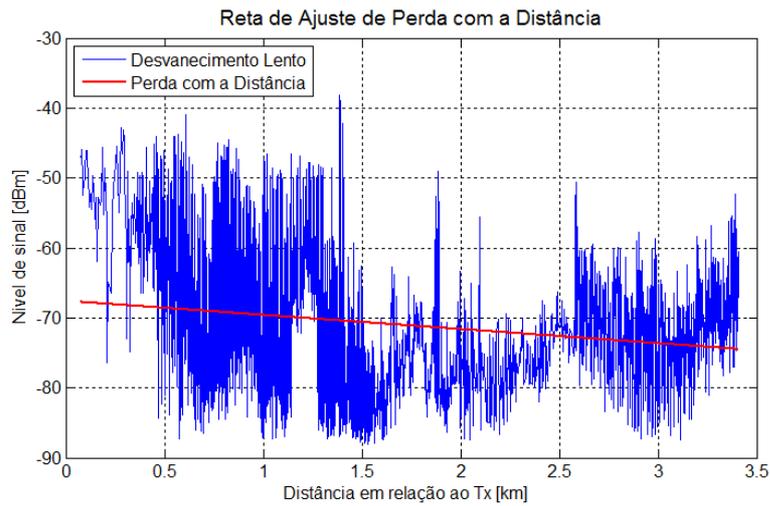


Figura 29: Perda de Percurso com a Distância das Rotas Gávea e Lagoa-Leblon - LOS e NLOS

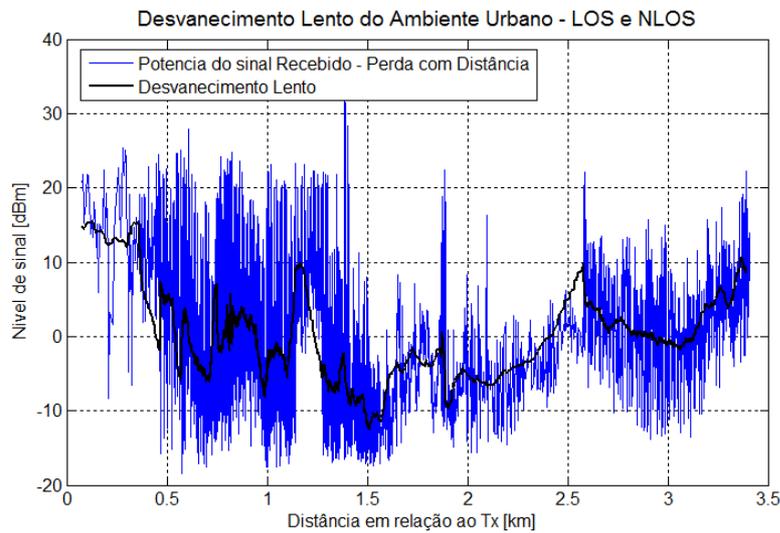


Figura 30: Desvanecimento Lento Ambiente Urbano - LOS e NLOS

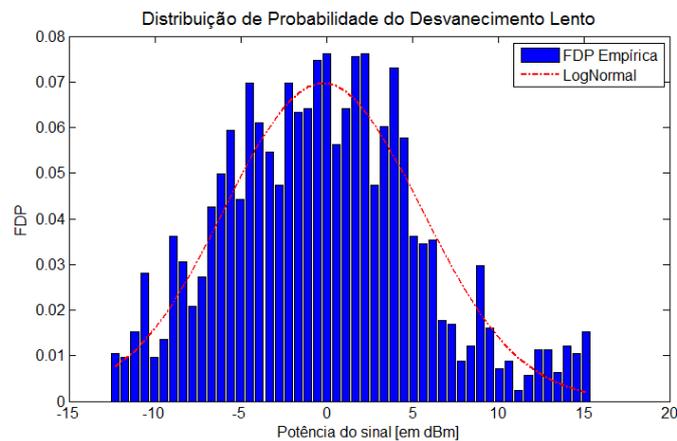


Figura 31: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento das Rotas Gávea e Lagoa-Leblon - LOS e NLOS

O expoente de perda de percurso com a distância calculado foi calculado pelo método descrito no capítulo 2, de acordo com [8] para as Regiões da Gávea, Lagoa e Leblon, separadamente, e os resultados estão sumarizados na Tabela 9, onde as retas de ajuste podem ser visualizadas nas Figuras de 32 a 34.

Região	n
Lagoa	2,26
Gávea	3,14
Leblon	4,97

Tabela 9: Expoente de perda de percurso da Potência com a Distância

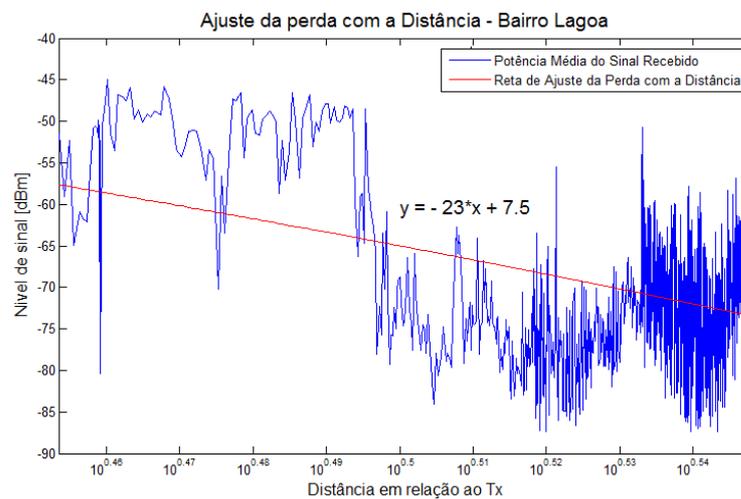


Figura 32: Reta de Ajuste de Perda com a Distância - Entorno da Lagoa

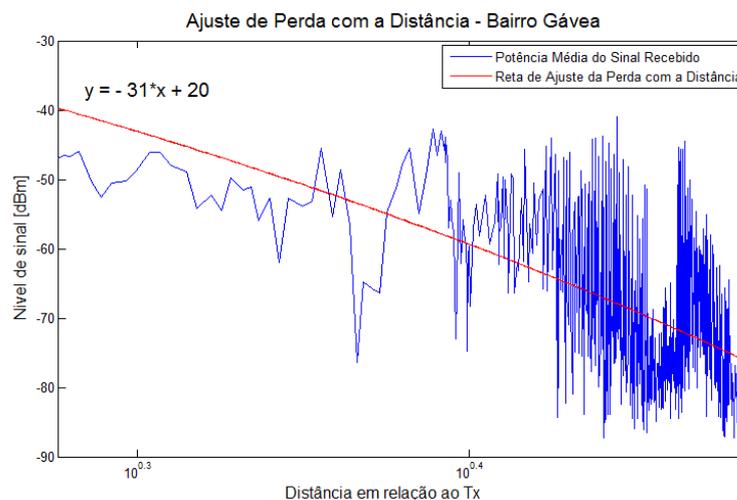


Figura 33: Reta de Ajuste de Perda com a Distância - Bairro Gávea

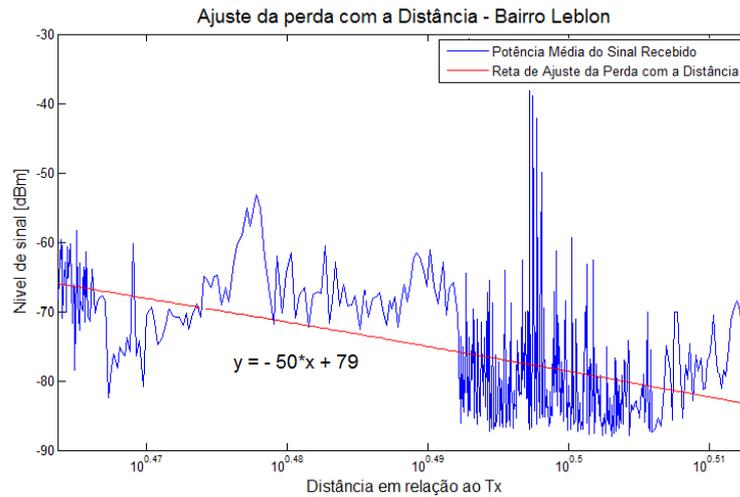


Figura 34: Reta de Ajuste de Perda com a Distância - Bairro Lagoa

As curvas de desvanecimento lento para as regiões da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon também foram analisadas separadamente. As distribuições de probabilidade de desvanecimento lento para cada bairro estão mostradas nas figuras 32, 33, e 34. É possível notar que todas apresentam boa aderência a distribuição lognormal. Para essa validação, foi aplicado o teste do qui-quadrado. As distribuições empíricas de cada região estudada, passaram no teste qui-quadrado quando comparadas com a distribuição de probabilidade teórica lognormal.

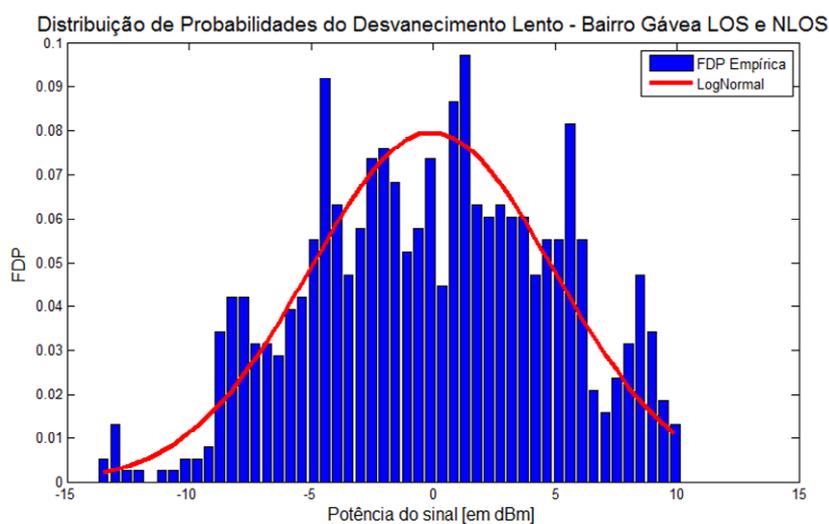


Figura 35: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento do Bairro da Gávea - LOS e NLOS

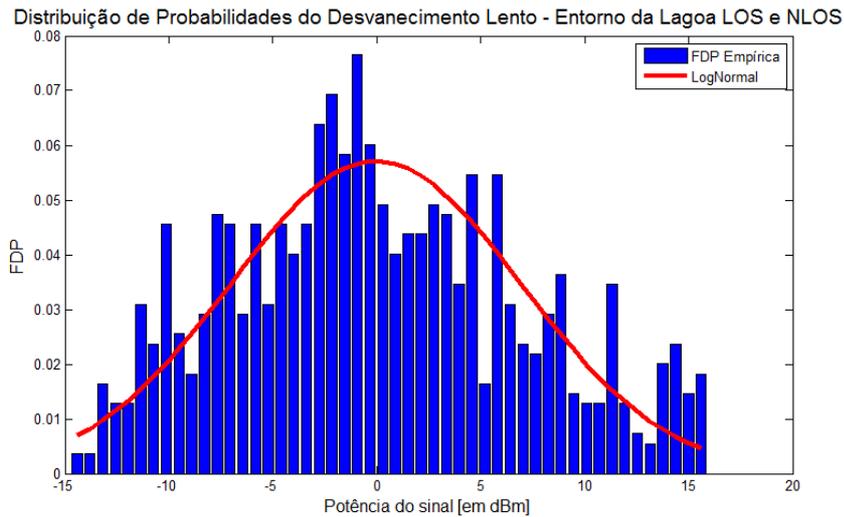


Figura 36: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento do entorno da Lagoa - LOS e NLOS

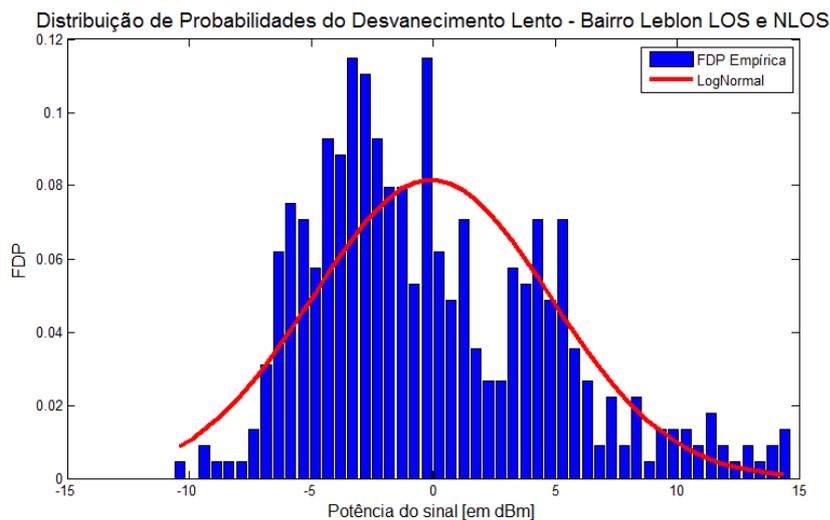


Figura 37: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento do Bairro do Leblon - LOS e NLOS

As medidas de perda de potência média do sinal recebido nas rotas Gávea e Lagoa-Leblon estão mostradas na Figura 38 considerando os pontos com e sem visada. Os pontos vermelhos representam a perda de potência em pontos onde o sinal foi recebido dentro do bairro da Gávea, os pontos verdes no bairro do Leblon e os pontos azuis no entorno da Lagoa. Para esses três conjuntos de pontos de perda de potência realizou-se uma comparação analítica com três diferentes tipos de modelos de predição empíricos: Okumura-Hata, COST 231 e SUI.

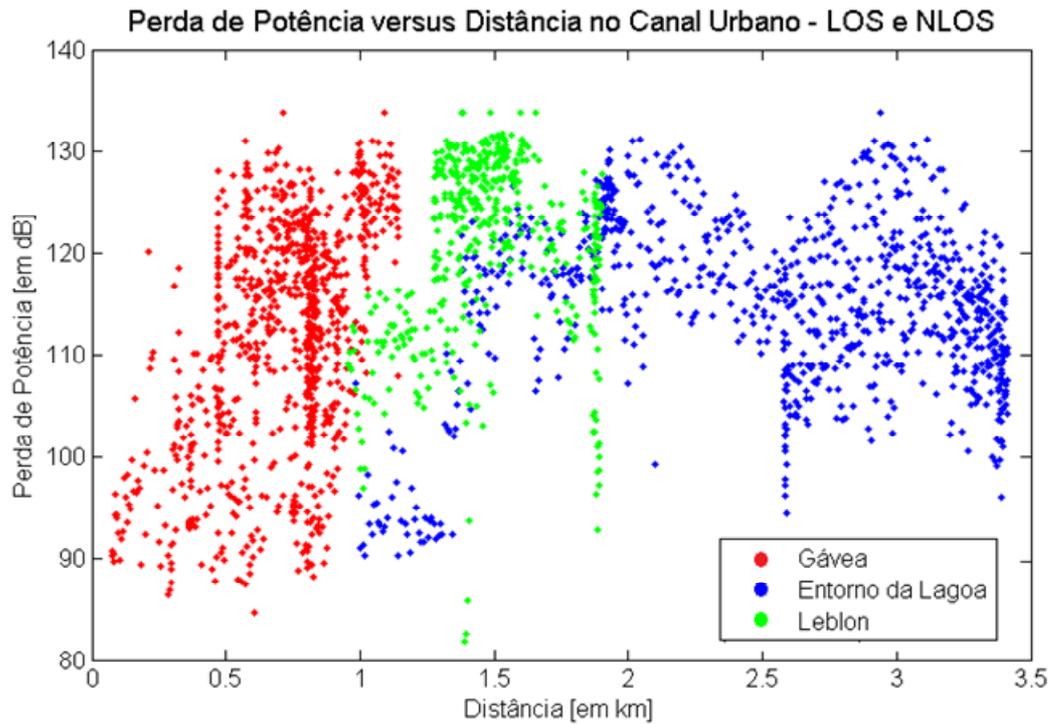


Figura 38: Perda de Potência em cada ponto das rotas urbanas - Gávea (Vermelho), Leblon (Verde) e entorno da Lagoa (Azul)

Gráficos de comparação da perda de potência com os modelos de propagação empíricos de Okumura-Hata, COST 231 e SUI são apresentados nas Figuras 39 a 45. Os valores de Erro Médio (δ), Desvio Padrão do Erro (σ) e de Erro RMS, entre os resultados medidos e fornecido por cada modelo de propagação, foram calculados para propiciar uma análise quantitativa da aderência dos modelos aos dados medidos. Esses resultados são apresentados em tabelas colocadas imediatamente abaixo de cada Figura comparativa para facilitar a análise.

O valor do Erro Médio foi determinado por:

$$\delta = \frac{\sum_{i=1}^k Y(i) - X(i)}{k}$$

onde $X(i)$ representa o valor medido na posição i , $Y(i)$ representa o valor do modelo na posição i e k representa o número de medições realizadas em cada rota.

O Desvio Padrão do Erro foi determinado por:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^k [E(i) - \delta]^2}{k - 1}}$$

onde $E(i)$ é a diferença entre o resultado medido e o do modelo na posição i .

O Erro RMS que representa conjuntamente o Erro Médio e o Desvio Padrão do Erro, foi determinado por:

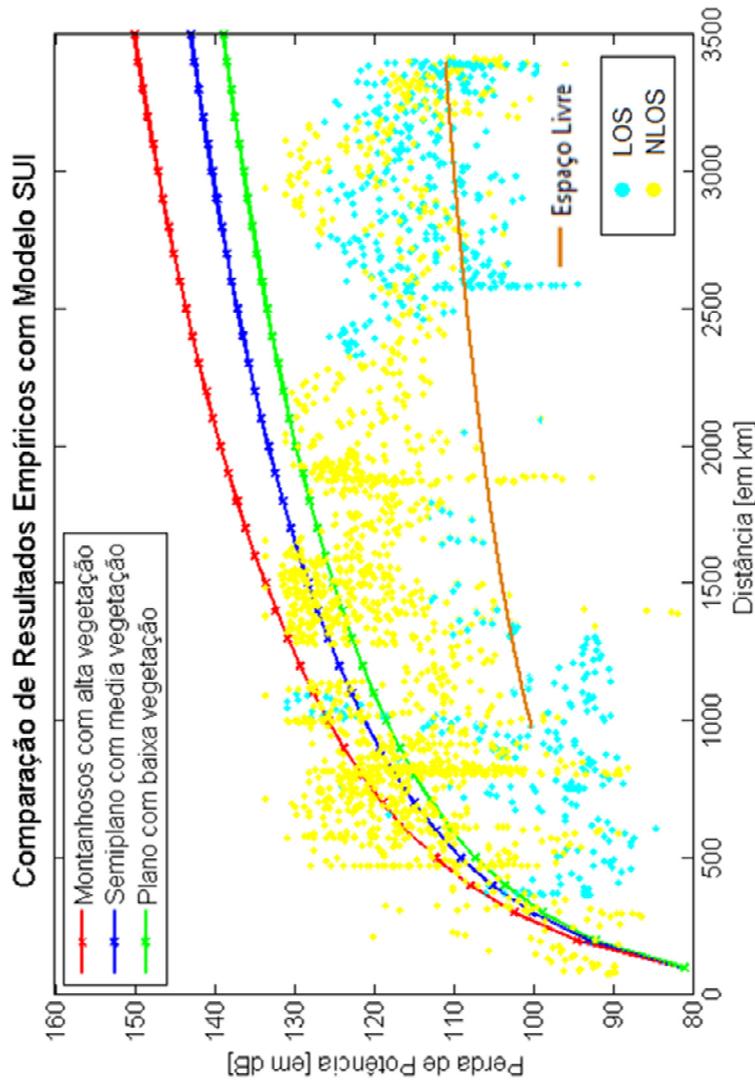
$$E_{RMS} = \sqrt{\delta^2 + \sigma^2}$$

A Figura 39 mostra a comparação dos resultados de perda de potência em toda a região urbana (Gávea, Entorno da Lagoa e Leblon) com o modelo SUI para os três ambientes considerados no modelo (Montanhoso, Semiplano e Plano). A região como toda pode ser considerada Semiplana, pois o entorno da Lagoa e o bairro do Leblon são muito planos e no nível do mar, entretanto o bairro da Gávea apesar de ter um relevo pouco acidentado, apresenta algumas regiões de elevação com média vegetação que fizeram parte da Rota Gávea (em azul na Figura 22).

Graficamente existe uma boa concordância dos dados medidos com os preditos no modelo SUI, principalmente para distância abaixo de 1 km. Em distância maiores que 1 km, o modelo tende a superestimar cada vez mais os valores de perda conforme aumenta a distância entre transmissor e receptor.

Dois aspectos geográficos explicam essa característica. O primeiro é o fato de que, nas distâncias maiores, onde a perda de propagação deveria ser maior, existe a lagoa Rodrigo de Freitas que funciona como um espelho para a reflexão do campo eletromagnético que a atinge. Assim a potência do sinal do outro lado da lagoa, cujas distâncias variam em torno de 3 a 3,5 km são equivalente às perdas na Av. Delfim Moreira em pontos que distam de 1,3 a 1,7 km.

Outro aspecto geográfico que contribui para o baixo valor de perda de percurso do outro lado da Lagoa Rodrigo de Freitas é o corredor da Av. Padre Leonel França e sua continuidade, a Av. Mario Ribeiro, fazendo com que o sinal atinja pontos mais distantes, do outro lado da Lagoa, praticamente em espaço livre. Por essa razão, a título de comparação uma curva de perda no espaço livre também foi traçada e é apresentada na Figura 39.



Comparação com o Modelo SUI

	Montanhoso			Semiplano			Plano		
	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS
	Erro Médio	16,04	25,07	12,05	10,93	20,06	7,13	7,97	17,25
Desvio Padrão	12,51	11,20	10,92	10,75	9,67	9,52	9,84	8,75	9,17
Erro RMS	20,34	27,46	16,27	15,34	22,27	11,9	15,34	22,27	11,9

Figura 39: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo SUI

Os valores de erro médio, desvio padrão e erro RMS foram calculados com base em todos os pontos mostrados na Figura 39. Nessa condição os menores valores de Erro médio e Desvio Padrão na comparação dos dados medidos com o modelo SUI, aparecem para o cenário de ambiente Plano com pouca vegetação.

Entretanto quando tomamos apenas os pontos até a distância de 1 km, os valores de erro médio para o cenário plano cai de 7,97 para 0,91. A tabela 10 apresenta essa comparação de resultados para os três cenários propostos no modelo empírico SUI.

A aderência é muito maior na situação NLOS, pois os resultados práticos em situação de visada direta estão em concordância com a perda no espaço livre. Isso pode ser observado na Figura 40 que compara as duas situações LOS e NLOS para o modelo SUI a distância menores que 1 km.

	Erro Médio								
	Montanhoso			Semiplano			Plano		
	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL
Para todos os pontos das rotas urbanas	16,04	25,07	12,05	10,93	20,06	7,13	7,97	17,25	4,28
Para distâncias abaixo de 1000 metros	6,75	19,61	4,04	3,05	15,91	0,35	0,91	13,76	-1,79

	Desvio Padrão								
	Montanhoso			Semiplano			Plano		
	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL
Para todos os pontos das rotas urbanas	12,51	11,20	10,92	10,75	9,67	9,52	9,84	8,75	9,17
Para distâncias abaixo de 1000 metros	8,61	7,77	7,54	8,82	7,08	8,83	9,78	6,65	7,61

	Erro RMS								
	Montanhoso			Semiplano			Plano		
	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL
Para todos os pontos das rotas urbanas	20,34	27,46	16,27	15,34	22,27	11,9	12,66	19,35	10,12
Para distâncias abaixo de 1000 metros	10,95	21,1	8,56	9,33	17,42	8,84	9,82	15,28	10,76

Tabela 10: Análise dos Erros par ao Modelo SUI para distância menores que 1 km

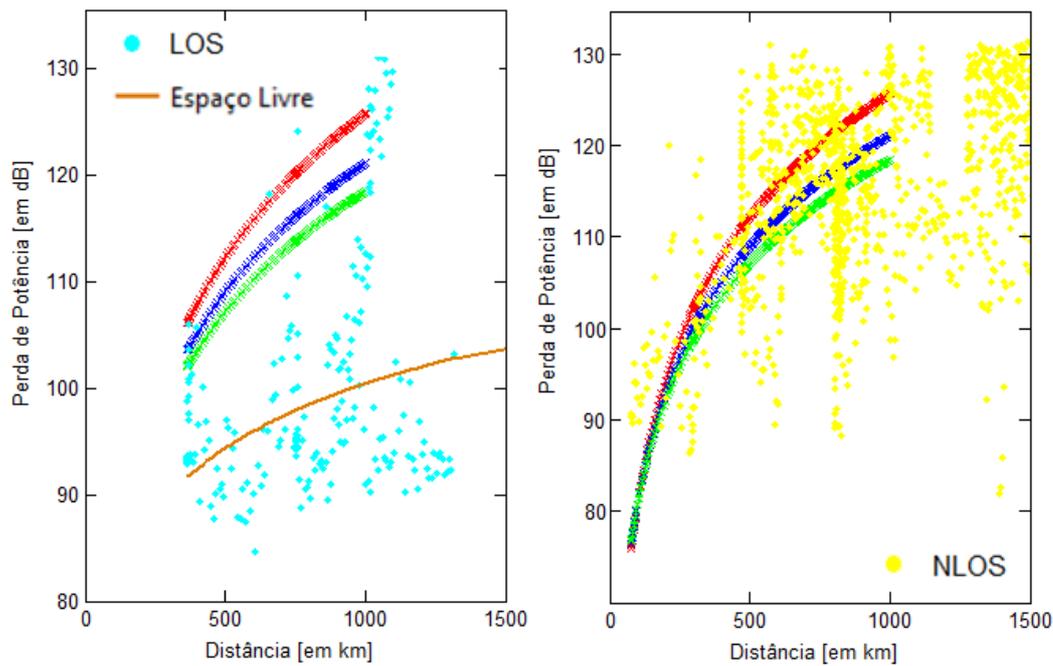
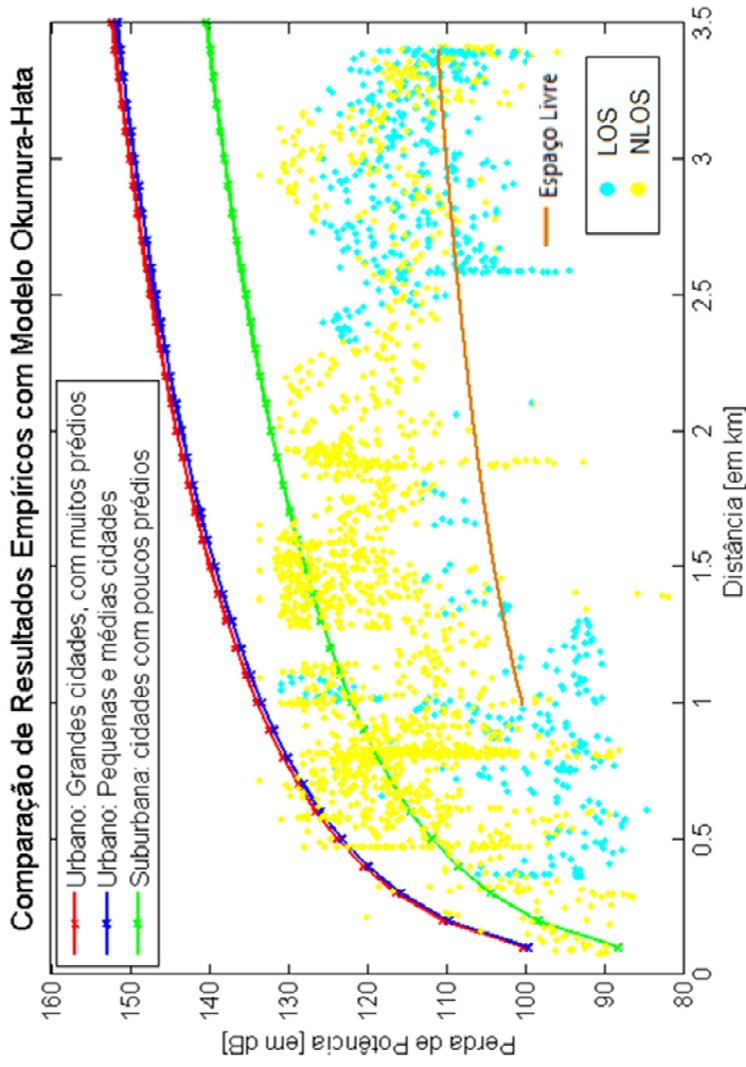


Figura 40: Comparação Modelo SUI com medidas LOS e NLOS em distância menores que 1 km

Com essa análise foi possível constatar que a comparação da perda de potência na região urbana escolhida (o que inclui os bairros da Gávea e do Leblon e o entorno da Lagoa) com modelos os empíricos seria muito difícil para distâncias acima de 1 km. Para ratificar essa conclusão, traçou-se as curvas de comparação entre os dados medidos e os modelos de Okumura-Hata e COST 231 e realizou-se as mesmas análises em termos de erro médio, desvio padrão e erro RMS. Esses resultados estão mostrados nas Figuras 41 e 42.

A região da Gávea é a mais próxima do transmissor e por isso apresentou os melhores valores de erros em relação aos três modelos analisados. As Figuras 43 a 45 apresentam os resultados comparativos para o bairro da Gávea.

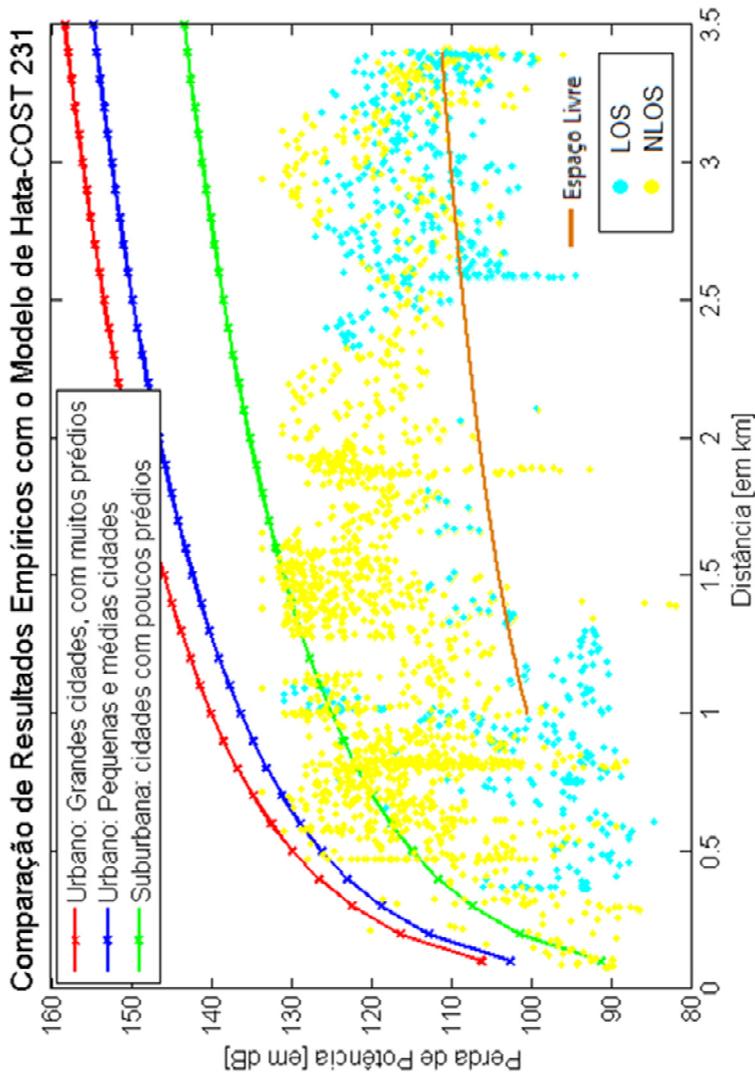
Por fim foi gerada uma tabela que concatena todos os valores de todas as comparações feitas, por modelo, por bairro, por situação de visada e por tipo de erro.



Comparação com o Modelo de Okumura-Hata

	Urbano Densos			Urbano			Suburbano		
	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS
Erro Médio	23,01	29,94	19,47	22,39	29,35	18,86	11,04	19,22	7,51
Desvio Padrão	11,87	10,81	10,52	11,85	10,76	10,49	10,06	9,02	8,75
Erro RMS	25,89	31,83	22,14	25,33	31,26	21,58	14,94	21,23	11,54

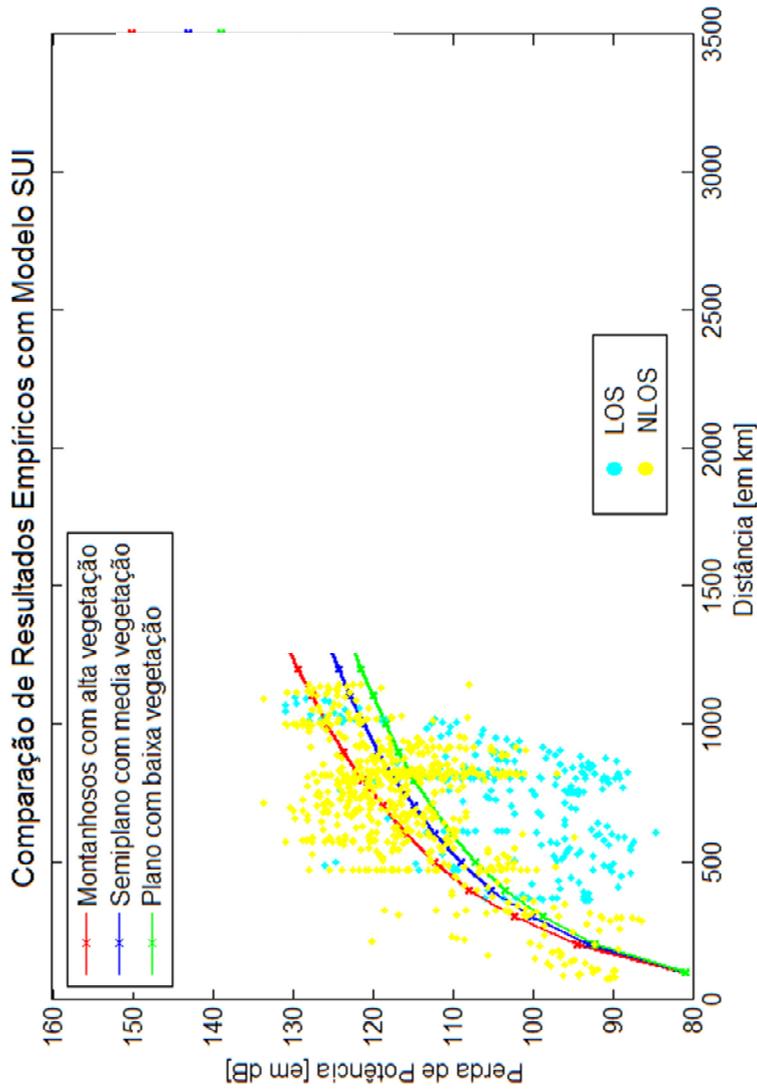
Figura 41: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo de Okumura-Hata



Comparação com o Modelo COST-231

	Urbano Denso		Urbano		Suburbano	
	LOS/NLOS	LOS	LOS/NLOS	LOS	LOS/NLOS	LOS
Erro Médio	29,57	35,77	25,42	32,25	14,07	21,80
Desvio Padrão	11,96	11,18	11,94	10,99	10,85	9,55
Erro RMS	31,4	37,48	28,09	34,08	17,77	23,8
Erro Médio						
Desvio Padrão						
Erro RMS						

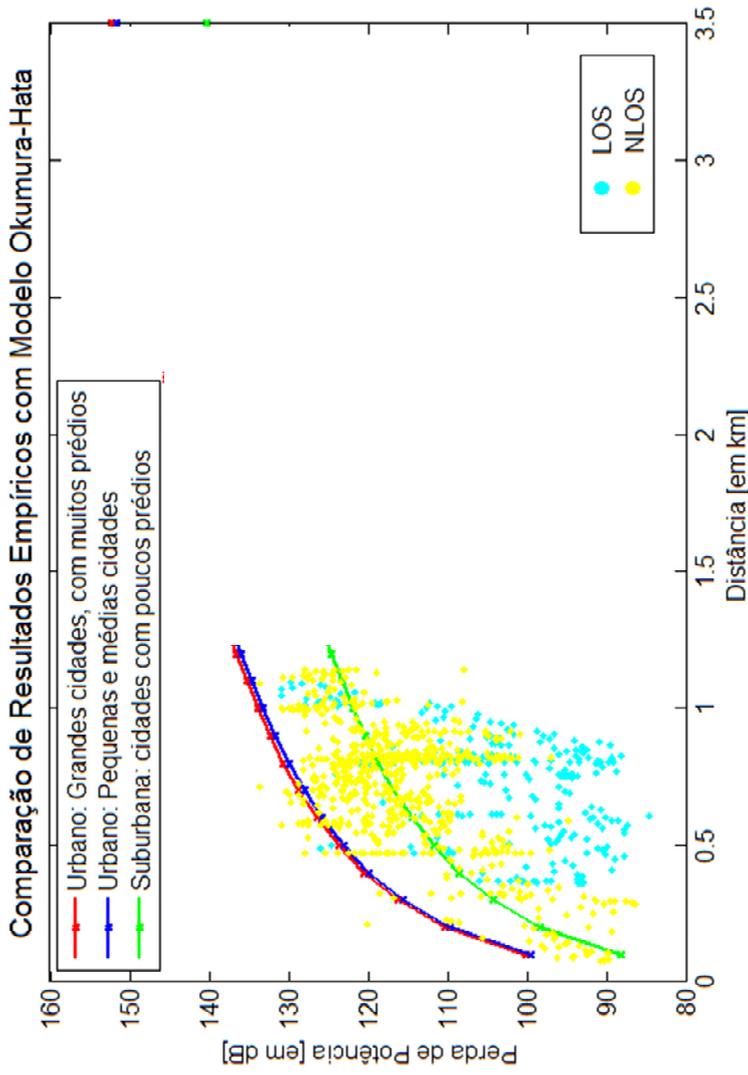
Figura 42: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo COST 231



Comparação com o Modelo SUI

		Montanhoso			Semiplano			Plano		
	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	
Erro Médio	6,06	15,81	2,26	2,29	11,97	-1,47	0,10	9,74	-3,65	
Desvio Padrão	8,31	8,83	6,55	8,74	7,75	8,91	9,98	7,16	11,42	
Erro RMS	10,29	18,11	6,93	9,03	14,26	9,03	9,98	12,09	11,99	
				Erro Médio			Erro Médio			
				Desvio Padrão			Desvio Padrão			
				Erro RMS			Erro RMS			

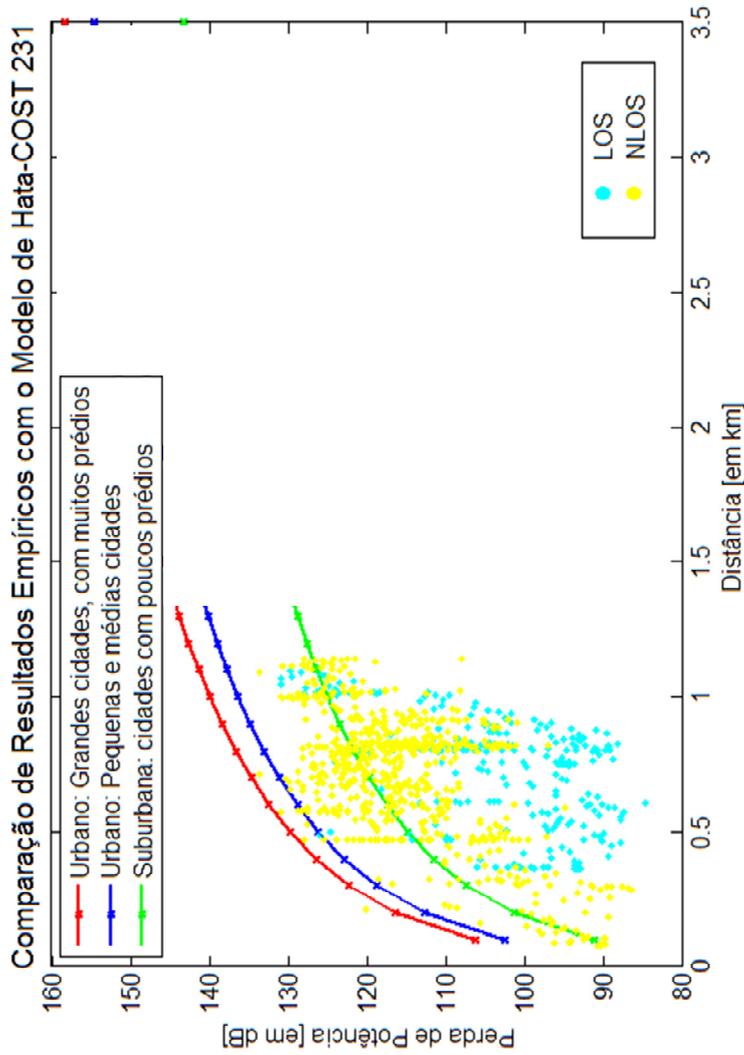
Figura 43: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo SUI



Comparação com o Modelo de Okumura-Hata

Urbano Denso				Urbano				Suburbano			
	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS		
Erro Médio	16,22	25,71	12,48	15,60	25,10	11,87	4,26	13,79	0,53		
Desvio Padrão	9,76	9,48	6,98	9,71	9,46	6,92	8,03	8,05	6,85		
Erro RMS	18,93	27,4	14,3	18,38	26,82	13,74	9,1	15,97	6,87		

Figura 44: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo de Okumura



Comparação com o Modelo COST-231

Urbano Denso				Urbano				Suburbano				
	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS	LOS/NLOS	LOS	NLOS
Erro Médio	22,24	31,72	18,50	18,63	28,12	14,89	7,29	16,81	3,56	8,24	8,75	5,71
Desvio Padrão	9,94	9,56	7,23	9,89	9,55	7,15	8,24	8,75	5,71	11	18,95	6,73
Erro RMS	24,37	33,13	19,87	21,1	29,7	16,52	11	18,95	6,73			

Figura 45: Perda de Propagação LOS e NLOS na região urbana da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon versus Modelo COST 231

Comparativo dos Erros entre a medição e os Modelos de Predição												
Erro Analisado	Grau de Urbanização	Modelos de Propagação	Gávea/Lagoa/Leblon			Gávea			Lagoa			Leblon
			L/NL	L	NL	L/NL	L	NL	L/NL	L	NL	L/NL
Erro Médio	Montanhoso	SUI	20,09	25,07	12,05	6,06	15,81	2,26	28,43	26,09	28,37	12,45
		Okumura	24,08	29,94	19,47	16,22	25,71	12,48	32,25	30,62	31,70	18,77
	Urbano Denso	COST231	29,57	35,77	25,50	22,24	31,72	18,50	38,28	36,63	37,71	24,79
		SUI	15,63	20,06	7,13	2,29	11,97	-1,47	22,02	19,99	21,77	7,09
	Urbano	Okumura	23,54	29,35	18,86	15,60	25,10	11,87	31,64	30,00	31,08	18,16
		COST231	14,91	32,25	21,89	18,63	28,12	14,89	34,67	33,03	34,11	21,12
	Plano	SUI	13,34	17,25	4,28	0,10	9,74	-3,65	18,30	16,45	17,93	3,99
	Suburbano	Okumura	18,80	19,22	7,51	4,26	13,79	0,53	20,30	18,68	19,77	6,38
COST231		16,89	21,80	10,54	7,29	16,81	3,56	23,33	21,71	22,79	9,86	
Desvio Padrão	Montanhoso	SUI	12,12	11,20	10,92	8,31	8,83	6,55	9,56	10,25	9,15	8,89
		Okumura	12,32	10,81	10,52	9,76	9,48	6,98	8,95	9,71	8,49	8,82
	Urbano Denso	COST231	13,08	11,18	10,63	9,94	9,56	7,23	8,95	9,71	8,49	8,82
		SUI	10,43	9,67	9,52	8,74	7,75	8,91	9,29	10,00	8,88	7,95
	Urbano	Okumura	12,22	10,76	10,49	9,71	9,46	6,92	8,95	9,71	8,49	8,82
		COST231	12,67	10,99	10,60	9,89	9,55	7,15	8,95	9,71	8,49	8,82
	Plano	SUI	9,44	8,75	9,17	9,98	7,16	11,42	9,11	9,82	8,71	7,27
	Suburbano	Okumura	10,10	9,02	8,75	8,03	8,05	6,85	8,95	9,71	8,49	7,84
COST231		10,73	9,55	9,41	8,24	8,75	5,71	8,95	9,71	8,49	8,64	
Erro RMS	Montanhoso	SUI	23,46	27,46	16,27	10,29	18,11	6,93	30,01	28,04	29,81	15,3
		Okumura	27,05	31,83	22,14	18,93	27,4	14,3	33,47	32,12	32,82	20,74
	Urbano Denso	COST231	32,33	37,48	27,63	24,37	33,13	19,87	39,31	37,9	38,66	26,31
		SUI	18,8	22,27	11,9	9,03	14,26	9,03	23,90	22,35	23,51	10,65
	Urbano	Okumura	26,53	31,26	21,58	18,38	26,82	13,74	32,88	31,54	32,22	20,19
		COST231	29,13	34,08	24,32	21,1	29,7	16,52	35,80	34,43	35,15	22,95
	Plano	SUI	16,34	19,35	10,12	9,98	12,09	11,99	20,44	19,16	19,94	8,29
	Suburbano	Okumura	18,01	21,23	11,54	9,1	15,97	6,87	22,19	21,05	21,51	10,4
COST231		20,02	23,8	14,13	11	18,95	6,73	24,99	23,78	24,32	13,11	
Modelo que melhor se ajusta de acordo com Erro RMS	Urbano Denso / Urbano / Semiplano Suburbano / Plano	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI
		SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI
		SUI	SUI	SUI	Okum.	SUI	COST	SUI	SUI	SUI	SUI	SUI

Tabela 11: Comparativo de erros entre valores medidos e calculados pelos modelos de predição

5.2.1.2. Variabilidade em Pequena Escala

Para a análise da variabilidade do sinal propagado nos ambientes urbano e suburbano estudados e já descritos anteriormente, as rotas de medição executadas foram divididas em pequenos trechos e o estudo e análise estatística do desvanecimento rápido do sinal foi realizada para cada trecho.

As Figuras 44 e 45 apresentam as estatísticas de desvanecimento rápido para os trechos 3 e 5. Nas figuras uma série de informações são apresentadas:

- a) uma ilustração do *Google Maps* identificando cada trecho selecionado;
- b) um gráfico de comparação entre a FDP empírica e as FDPs teóricas de Rayleigh, Rice, Nakagami e Weibull;
- c) um gráfico de comparação entre as distribuições cumulativas empírica e teóricas;
- d) e por fim uma tabela informando: os parâmetros estimados de cada distribuição por estimadores de máxima verossimilhança; quais das curvas de distribuições de probabilidade passaram no teste do qui-quadrado; os desvios entre as curvas práticas e teóricas e o erro médio quadrático entre os valores observados e esperados. A partir dessas informações foi possível determinar qual distribuição teórica que melhor se ajustou aos dados observados.

As Figuras com as informações de desvanecimento rápido de todos os 13 trechos do canal urbano estão apresentadas no Apêndice C.

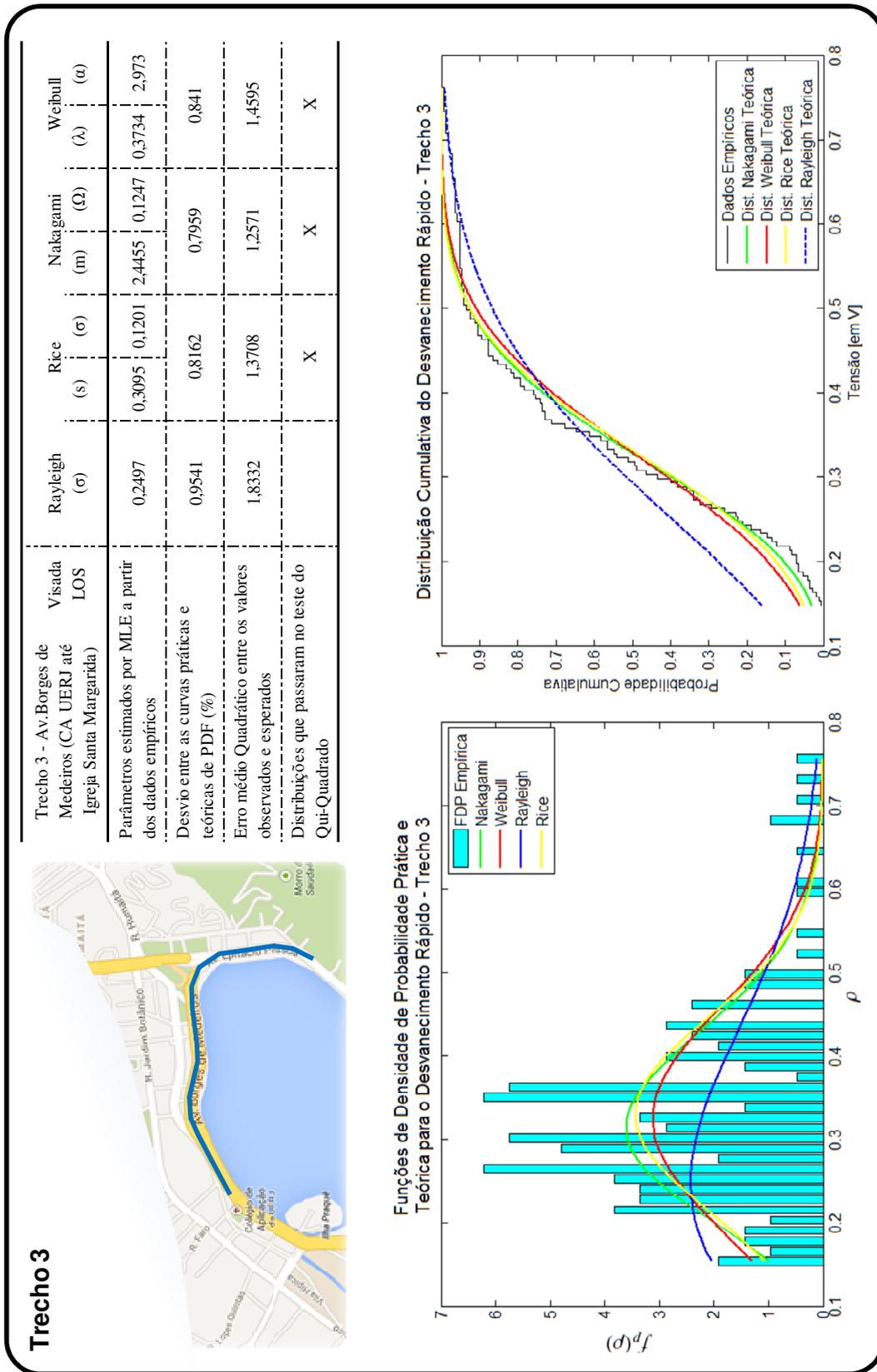


Figura 46: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 3

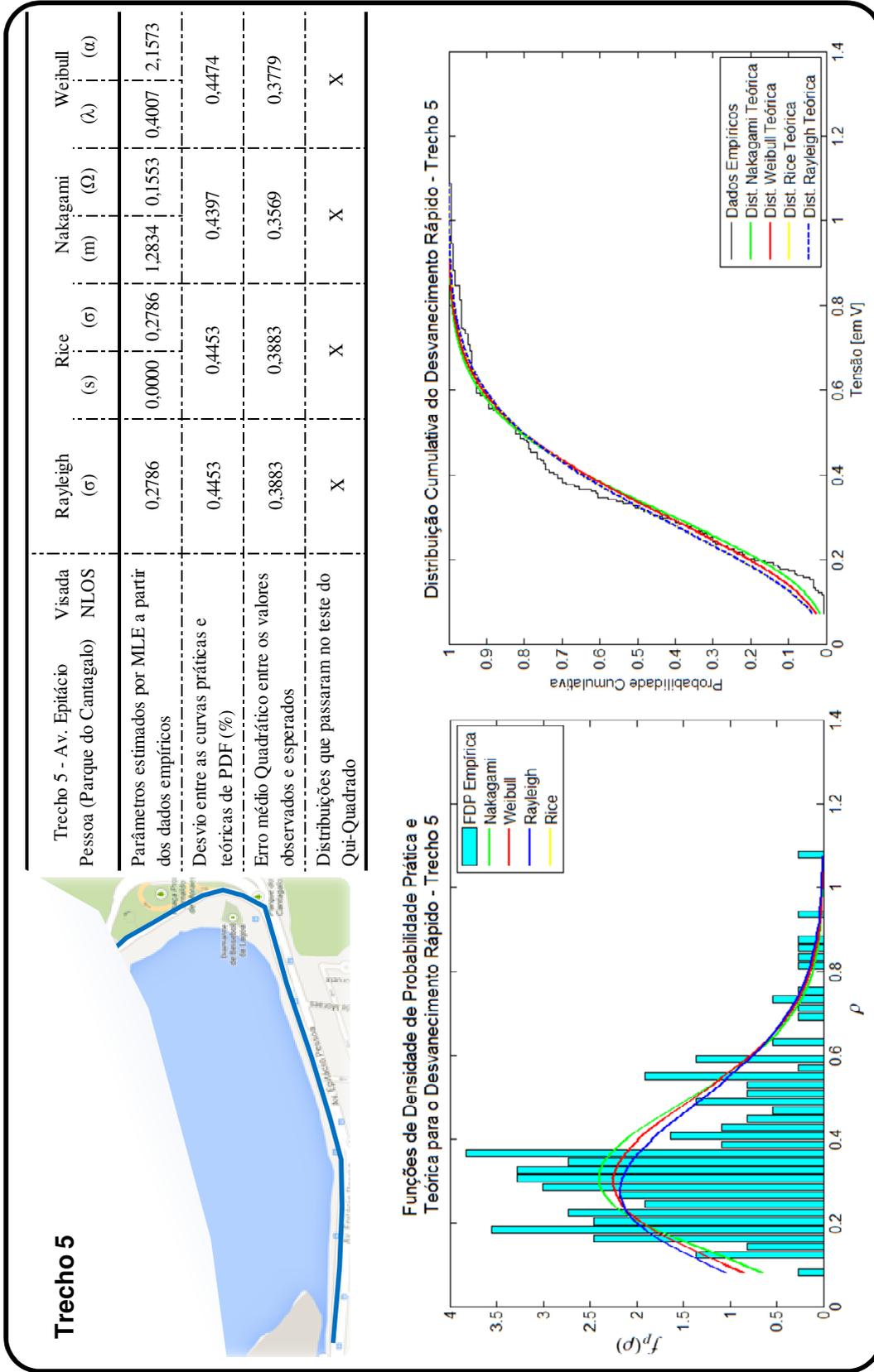


Figura 47: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 5

A tabela 12 apresenta os parâmetros estatísticos de todos os 13 trechos das rotas Gávea e Lagoa-Leblon.

Parâmetros das Distribuições de Probabilidade								
Trechos das Rotas	Visada	Rayleigh	Rice		Nakagami		Weibull	
		(σ)	(s)	(σ)	(m)	(Ω)	(λ)	(α)
Trecho 1	LOS	0,2588	0,3047	0,1434	1,8873	0,1339	0,3824	2,5842
Trecho 2	NLOS	0,2658	0,0000	0,2658	1,6045	0,1413	0,3815	2,1102
Trecho 3	LOS	0,2497	0,3095	0,1201	2,4455	0,1247	0,3734	2,9730
Trecho 4	LOS	0,2591	0,2964	0,1523	1,8501	0,1342	0,3823	2,5261
Trecho 5	NLOS	0,2786	0,0000	0,2786	1,2834	0,1553	0,4007	2,1573
Trecho 6	NLOS	0,3116	0,0000	0,3116	0,8758	0,1942	0,4122	1,9764
Trecho 7	NLOS	0,2825	0,0000	0,2825	1,2177	0,1596	0,3993	1,9959
Trecho 8	NLOS	0,2697	0,0000	0,2697	1,4493	0,1455	0,3850	2,0685
Trecho 9	NLOS	0,4186	0,0000	0,4186	0,4974	0,3504	0,4621	1,2401
Trecho 10	NLOS	0,2801	0,0000	0,2801	1,2640	0,1569	0,4027	2,1609
Trecho 11	NLOS	0,4169	0,0000	0,4169	0,4951	0,3473	0,4570	1,2400
Trecho 12	LOS	0,2540	0,3062	0,1328	2,1603	0,1290	0,3776	2,7358
Trecho 13	NLOS	0,2840	0,0000	0,2842	1,1794	0,1616	0,4003	1,9713

Tabela 12: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade do desvanecimento rápido em cada trecho das rotas urbanas

A tabela 13 apresenta a distribuições de probabilidade teórica de maior aderência a distribuição de probabilidade empírica para cada trecho das rotas urbanas.

	Visada	Distribuições de Probabilidade com Maior Aderência aos Dados
Trecho 1	LOS	Nakagami
Trecho 2	NLOS	Nakagami
Trecho 3	LOS	Nakagami
Trecho 4	LOS	Nakagami
Trecho 5	NLOS	Nakagami
Trecho 6	NLOS	Rayleigh
Trecho 7	NLOS	Nakagami
Trecho 8	NLOS	Nakagami
Trecho 9	NLOS	Weibull
Trecho 10	NLOS	Nakagami
Trecho 11	NLOS	Weibull
Trecho 12	LOS	Nakagami
Trecho 13	NLOS	Nakagami

Tabela 13: Distribuições que melhor se ajustaram aos dados empíricos em cada Trecho das rotas urbanas

Os gráficos das funções de densidade de probabilidade gerados com as medições feitas nos Trechos 1, 3, 4 e 12, apesar de mostrarem um melhor ajuste com a Distribuição de Nakagami, dentre todas as distribuições apresentadas, mostram também, um melhor ajuste à distribuição de Rice quando comparado a uma distribuição de Rayleigh, o que caracteriza um ambiente com predominância de visada direta. As quantificações percentuais dos desvios e os valores menores de erro médio quadrático também ratificam essa conclusão. Para os trechos 5, 7, 10 e 13 em NLOS, apesar dos gráficos das funções de densidade de probabilidade mostrarem um melhor ajuste com a Distribuição de Nakagami, é importante observar que o valor de $m \rightarrow 1$ (é próximo a 1) o que leva essa distribuição a se tornar uma distribuição de Rayleigh, que caracteriza um ambiente sem linha de visada. Apesar de nos Trechos 2 e 8 o valor de m não ser tão próximo de 1, pode-

se verificar de que a distribuição de probabilidade empírica tende a uma distribuição de Rayleigh quando observamos o valor do parâmetro α da distribuição de Weibull que é muito próximo de 2, o que leva essa distribuição de Weibull a se tornar uma distribuição de Rayleigh, além do valor do parâmetro s de Rice ser igual a zero o que ratifica o comportamento Rayleigh dos dados empíricos.

Podemos perceber que em todos os casos onde não havia linha de visada todas as distribuições passam no teste do qui-quadrado, com as distribuições de Rayleigh, Weibull e Nakagami se alternando como aquela que possui maior aderência aos dados empíricos.

5.2.2. Ambiente Suburbano

No ambiente suburbano foram realizadas sondagens do canal em duas regiões distintas do bairro de Campo Grande na cidade do Rio de Janeiro. As rotas são identificadas como Campo Grande (Rio-São Paulo) e Campo Grande (Cachamorra), fazendo alusão as regiões próximas às estradas Rio-São Paulo e da Cachamorra que cortam o bairro. A rota Campo Grande (Rio-São Paulo) será analisada apenas em banda larga porque apenas a sondagem banda larga foi realizada nesta região. Na rota Campo Grande (Cachamorra) tanto a sondagem banda estreita quanto a sondagem banda larga foram realizadas. As características do canal em banda estreita desta região será apresentada neste subitem.

5.2.2.1. Variabilidade em larga escala

Os valores das potências recebidas em cada ponto da rota Campo Grande (Cachamorra) estão mostradas na Figura 48, para as condições de com e sem visada.

A potência do sinal recebido versus a distância do transmissor juntamente com a reta de ajuste da perda de percurso com a distância são apresentadas na Figura 49. A curva de desvanecimento lento da rota Campo Grande (Cachamorra) e sua respectiva distribuição de probabilidade estão mostradas nas Figuras 50 e 51, respectivamente.



Figura 48: Potência do Sinal Banda Estreita Capturado na Rota Campo Grande (Cachamorra) - LOS e NLOS

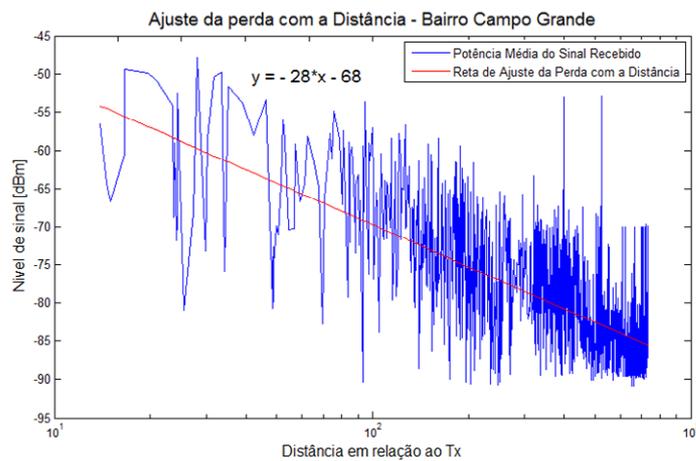


Figura 49: Perda de Percurso com a Distância da Rotas Campo Grande (Cachamorra) - LOS e NLOS

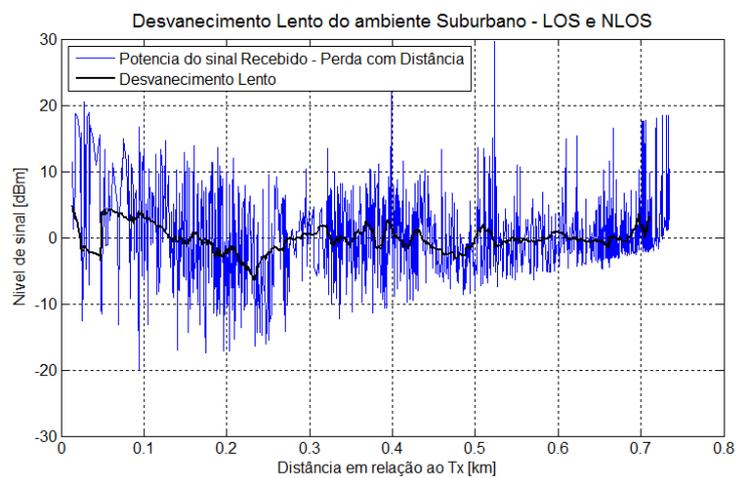


Figura 50: Desvanecimento Lento no Ambiente Suburbano - LOS e NLOS

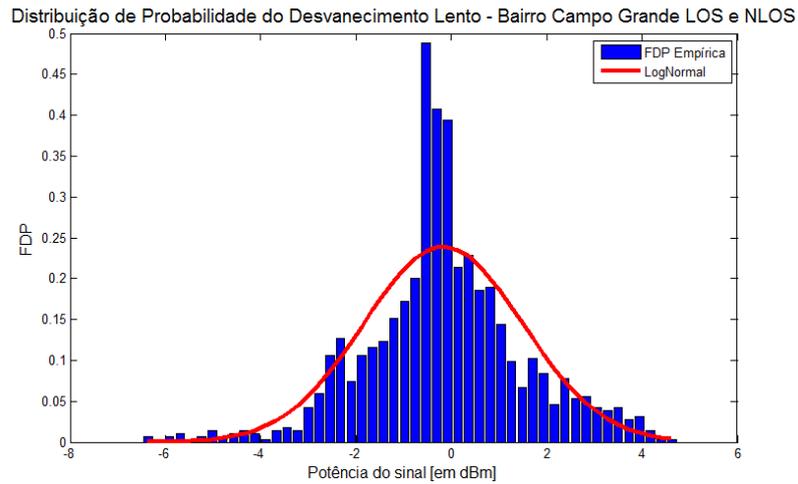


Figura 51: Distribuição de Probabilidade do Desvanecimento Lento da rota Campo Grande (Cachamorra) - LOS e NLOS

O expoente de perda de percurso para a reta de perda de potência com a distância calculado nessa região suburbana foi de 2,83, acima do valor encontrado para a região do entorno da Lagoa, o que confirma a hipótese de que a região do entorno da Lagoa se comporta como um canal suburbano dada a posição do transmissor no Prédio do Decanato e também, ao espelho d'água da Lagoa Rodrigo de Freitas.

A perda de potência dos valores medidos foi também comparada com os modelos SUI, Okumura-Hata e COST 231. As figuras 52, 53 e 54 mostram esses resultados.

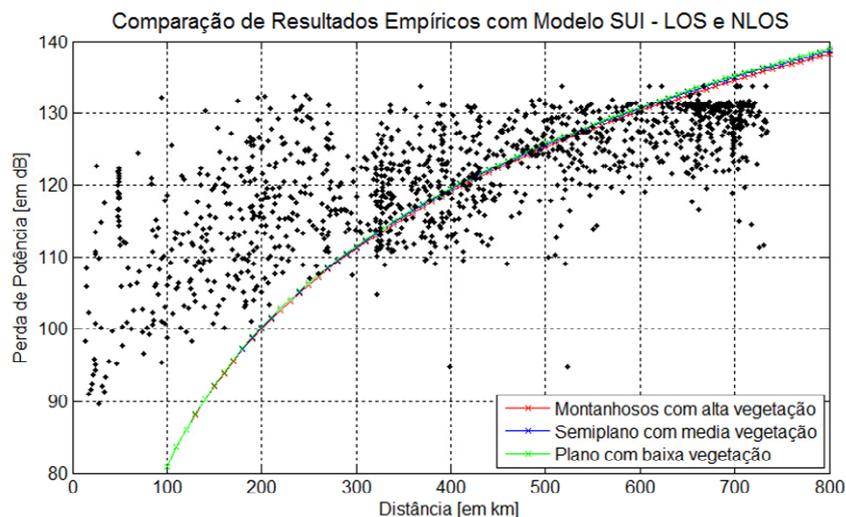


Figura 52: Perda de Propagação na região suburbana versus Modelo SUI

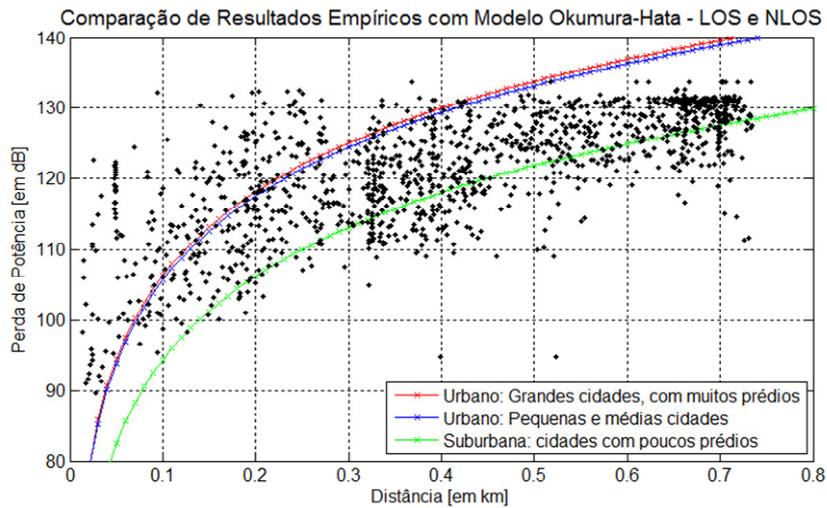


Figura 53: Perda de Propagação na região suburbana versus Modelo de Okumura

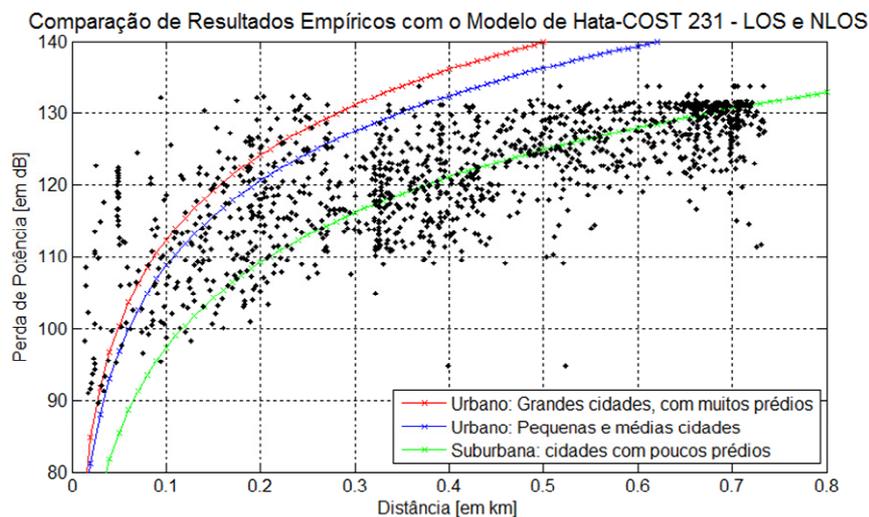


Figura 54: Perda de Propagação na região suburbana versus Modelo COST 231

A Tabela 14 apresenta os resultados de Erro Médio, Desvio Padrão e Erro RMS encontrados para a região suburbana separando esses resultados por condições de visibilidade.

Comparativo dos Erros entre a medição e os Modelos de Predição - Ambiente Suburbano									
Modelos de Propagação	Modelo SUI			Okumura-Hata			Modelo COST 231		
	Montanhoso	Semiplano	Plano	Urbano Denso	Urbano	Suburbano	Urbano Denso	Urbano	Suburbano
Erro Médio	7,97	7,98	7,99	8,44	7,98	6,15	13,46	10,33	4,88
Desvio Padrão	7,83	7,78	7,76	4,65	4,55	5,33	5,78	5,11	4,7
Erro RMS	11,18	11,15	11,14	9,63	9,19	8,14	14,65	11,53	6,78

Tabela 14: Comparativo de erros entre valores medidos e calculados pelos modelos de predição

A análise de perda de percurso no ambiente Suburbano foi bem mais simples, principalmente pela homogeneidade do ambiente onde o sinal foi propagado e além disso neste cenário não foi realizada a distinção dos pontos com e sem visada com o transmissor.

Tanto graficamente quanto pelos valores de erro apresentados na Tabela 14 é possível verificar que os dados medidos de perda de percurso possuem maior concordância com o ambiente Plano do modelo SUI e com o ambiente Suburbano nos modelos de Okumura-Hata e COST 231. Dentre os modelos teóricos aquele que melhor se adequou aos dados medidos foi o modelo COST 231.

5.2.2.2. Variabilidade em Pequena Escala

A mesma análise realizada no ambiente urbano foi também realizada para o ambiente suburbano. Foram geradas a mesma análises estatísticas e a comparação com as mesmas distribuições de probabilidade.

A rota suburbana de Campo Grande (Cachamorra) foi dividida em Trechos e 7 destes trechos foram escolhidos para que as estatísticas de desvanecimento em pequena escala fossem realizadas. Destes trechos 4 estavam sob visada da antena transmissora e 3 trechos estavam em situação NLOS.

Os resultados detalhados para o Trecho 1 estão apresentados na Figura 55. A Tabela 15 apresenta os parâmetros estatísticos de todos os 7 trechos da rota suburbana. Os resultados detalhados para todos os Trechos da rota suburbana podem ser vistos no Apêndice C.

Parâmetros das Distribuições de Probabilidade								
Trechos das Rotas	Visada	Rayleigh	Rice		Nakagami		Weibull	
		(σ)	(s)	(σ)	(m)	(Ω)	(λ)	(α)
Trecho 1	NLOS	0,2859	0,0000	0,2859	1,2282	0,1634	0,4097	2,1242
Trecho 2	LOS	0,2569	0,3011	0,1438	1,9464	0,1320	0,3804	2,6208
Trecho 3	LOS	0,2635	0,2970	0,1592	1,7018	0,1389	0,3888	2,5659
Trecho 4	LOS	0,2428	0,3101	0,1014	2,9051	0,1179	0,3645	3,2966
Trecho 5	NLOS	0,3041	0,0000	0,3041	0,9929	0,1850	0,4245	1,8991
Trecho 6	LOS	0,2647	0,2888	0,1684	1,6690	0,1401	0,3885	2,4316
Trecho 7	NLOS	0,2855	0,0000	0,2855	1,0783	0,1630	0,4031	1,9858

Tabela 15: Comparativo de erros entre valores medidos e calculados pelos modelos de predição

Como era de se esperar os trechos com visada (2, 3, 4 e 6) tiveram as distribuições de probabilidade do desvanecimento em pequena escala do sinal medido convergindo para uma distribuição de Rice, enquanto que nos casos dos trechos NLOS (5 e 7) o comportamento se mostrou típico de uma distribuição de Rayleigh.

Quanto às distribuições de probabilidade que apresentaram maior aderência, a Tabela 16 apresenta os resultados para cada trecho da rota suburbana.

	Visada	Distribuições de Probabilidade com Maior Aderência aos Dados
Trecho 1	NLOS	Nakagami
Trecho 2	LOS	Weibull
Trecho 3	LOS	Nakagami
Trecho 4	LOS	Nakagami
Trecho 5	NLOS	Weibull
Trecho 6	LOS	Nakagami
Trecho 7	NLOS	Nakagami

Tabela 16: Distribuições que melhor se ajustaram aos dados empíricos em cada Trecho da rota suburbana.

Podemos perceber que em todos os casos onde não havia linha de visada todas as distribuições passam no teste do qui-quadrado, com as distribuições de Weibull e Nakagami se alternando como aquela que possui maior aderência aos dados empíricos.

5.3. Caracterização Banda Larga

Para a obtenção dos parâmetros de dispersão temporal, os canais urbano e suburbano foram também sondados em banda larga. Neste caso foi utilizada a técnica das multiportadoras já discutida no capítulo 3, subitem 3.3. Foram utilizados dois sinais de teste, o primeiro sinal de 20 MHz de largura de banda, foi elaborado a partir da modulação OFDM de dados puramente aleatórios, muito semelhante ao utilizado por RON [1] na faixa de 3,5 GHz, neste caso o perfil de retardos foi obtido a partir da autocorrelação do sinal de saída do canal; e um segundo sinal de teste também de 20 MHz, onde uma sequência PN com modulação OFDM foi usada, e o perfil de retardos foi obtido a partir do quadrado do módulo da resposta ao impulso do canal, obtida pela correlação cruzada entre os sinais de saída e de entrada do canal. Ambas técnicas para obtenção dos perfis de retardos foram discutidas no capítulo 2 e 3.

Conforme apresentado no capítulo 4, subitem 4.3, na Fase 1 das campanhas de medições, as componentes de fase (I) e quadratura de fase (Q) do sinal transmitido pelo Gerador Vetorial foram capturadas pelo Analisador Vetorial de Sinais e armazenadas em tabelas tipo .mat do software MATLAB para pós processamento. Foram escolhidos os primeiros símbolos OFDM de cada conjunto de 8000 amostras capturadas, armazenando portanto, 1 símbolo OFDM a cada segundo. Devido aos desvanecimentos inerentes de um canal rádio móvel, nem todos os símbolos OFDM recebidos puderam ser identificados e armazenados.

5.3.1. Ambiente Urbano

As Figuras 56(a) e 57(a) apresentam os símbolos OFDM 1 e as Figuras 56(b) e 57 (b) apresentam os símbolos OFDM 2, identificados e capturados nas Rotas Gávea e Lagoa-Leblon com seus respectivos valores de potência média em dBm.

É possível notar que a sonda captura um número maior de símbolos OFDM 2 do que OFDM 1, o que leva a crer que os símbolos OFDM 2 são mais robustos ao desvanecimento que os símbolos OFDM 1, lembrando que os símbolos são capturados pela correlação cruzada do sinal recebido com o símbolo OFDM original e caso o sinal esteja muito destruído pelo desvanecimento o símbolo não consegue ser recuperado.



Figura 56: Símbolos OFDM 1 Capturados pela Sonda Banda Larga. (a) Rota Lagoa/Leblon; (b) Rota Gávea



Figura 57: Símbolos OFDM 2 Capturados pela Sonda Banda Larga. (a) Rota Lagoa/Leblon; (b) Rota Gávea

5.3.1.1. Obtenção dos Perfis de Potência de Retardo

Para a obtenção dos perfis de retardo, os sinais OFDM 1 e OFDM 2 sofreram tratativas diferentes de acordo com os aspectos conceituais discutidos anteriormente. Para o sinal OFDM 1 os perfis de retardo foram gerados através autocorrelação do sinal capturado na saída do canal. Para o sinal OFDM 2, foi realizada a correlação cruzada do sinal capturado com o sinal original transmitido.

Após a determinação dos perfis de potência de retardo a partir da correlação dos sinais de entrada e saída do canal, é necessário verificar se cada retardo encontrado realmente representa uma componente de multipercurso oriunda de

um espalhador ou se representa um espúrio indesejado gerado por ruído que pode ser falsamente interpretado como multipercurso. Essa filtragem é de suma importância para o cálculo dos parâmetros de dispersão do canal.

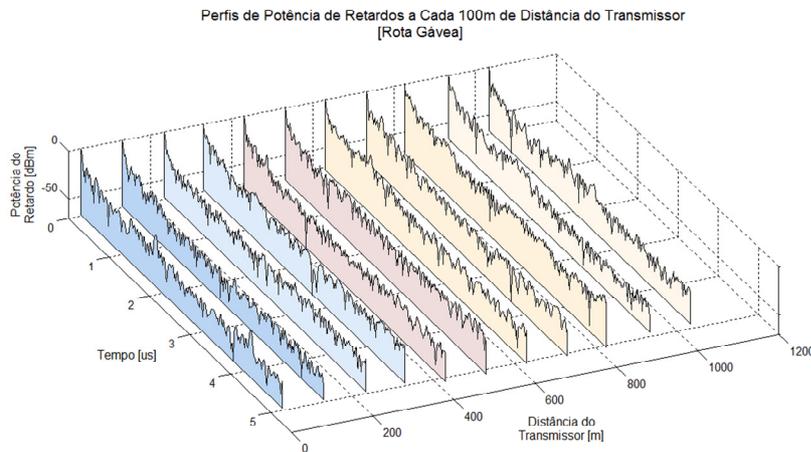


Figura 58: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea antes de passarem pelo processo de filtragem.

Existem diversas técnicas que vem sendo utilizadas com essa finalidade, entretanto foi demonstrado por [68] que a técnica CFAR (do inglês, *Constant False Alarm Rate*) apresenta bons resultados na região em estudo e portanto será também utilizada neste trabalho.

A técnica CFAR que foi inicialmente desenvolvida para sistemas de radar para detectar o ruído que é interpretado de forma errônea, foi também aplicada por [69] na detecção de ruído no perfil de potencia de retardos. Segundo Souza [69] no caso de três perfis de potência de retardo serem capturados numa mesma localidade, será muito improvável que o ruído esteja presente em todos os perfis ou até mesmo em dois dos três perfis. Além disso, deve-se estabelecer um limiar de ruído que pode ser definido com sendo a diferença entre valor máximo de potencia de todo o perfil de retardos e a mediana do mesmo perfil adicionado de valor de seu desvio padrão. Dessa forma os retardos considerados válidos serão aqueles que satisfizerem simultaneamente as seguintes condições:

a) A potência do retardo analisado deve ser maior que o limiar de ruído, assim como os mesmos retardos dos perfis imediatamente anterior e posterior também devem possuir potência acima do limiar de ruído.

b) Pelo menos um dos retardos vizinhos do mesmo perfil também devem satisfazer o item a.

Com a aplicação desta técnica foi possível filtrar/limpar os perfis de retardos capturados. Os resultados de Retardo Médio e Retardo RMS obtidos com os dois sinais de testes foram separados por bairro e também em trechos que coincidem com os trechos escolhidos para a análise de desvanecimento em pequena escala e portanto também estão separados em LOS e NLOS. As Figuras de 59 a 67 apresentam graficamente por trecho, os perfis de retardo e também os resultados de Retardo Médio e Retardo RMS. Os pontos vermelhos nos gráficos representam os retardos considerados válidos para a determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal, filtrados pela técnica CFAR. A Tabela 17 sumariza estes resultados.

Apesar de terem sido utilizados sinais de testes diferentes e a determinação dos perfis de potência de retardo ter sido feito por duas técnicas diferentes, os resultados foram concordantes em todas as situações e em todos os bairros.

Os resultados de Retardo RMS em ambiente urbano, representado pelos bairros da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon foram da ordem de $0,25 \mu\text{s}$, condizentes com outros resultados encontrados na literatura em regiões de características semelhantes.

Como explicado anteriormente, o correto dimensionamento do intervalo de guarda/prefixo cíclico garante o bom desempenho do sistema quanto a robustez ao evitar a interferência intersimbólica. Para isso este prefixo cíclico deve ser maior do que o valor espalhamento de retardo médio do canal. Assim como observado por RON [1] na faixa de 3,5 GHz, o valor de espalhamento de retardo médio num canal urbano na faixa de 2,5 GHz permite o projeto de prefixo cíclico de duração de até $2,5 \mu\text{s}$, que representa num bloco de $43,52 \mu\text{s}$ (tempo do símbolo OFDM de 20 MHz) um intervalo de guarda de $1/17$ que está adequado aos valores típicos utilizados em sistemas OFDM.

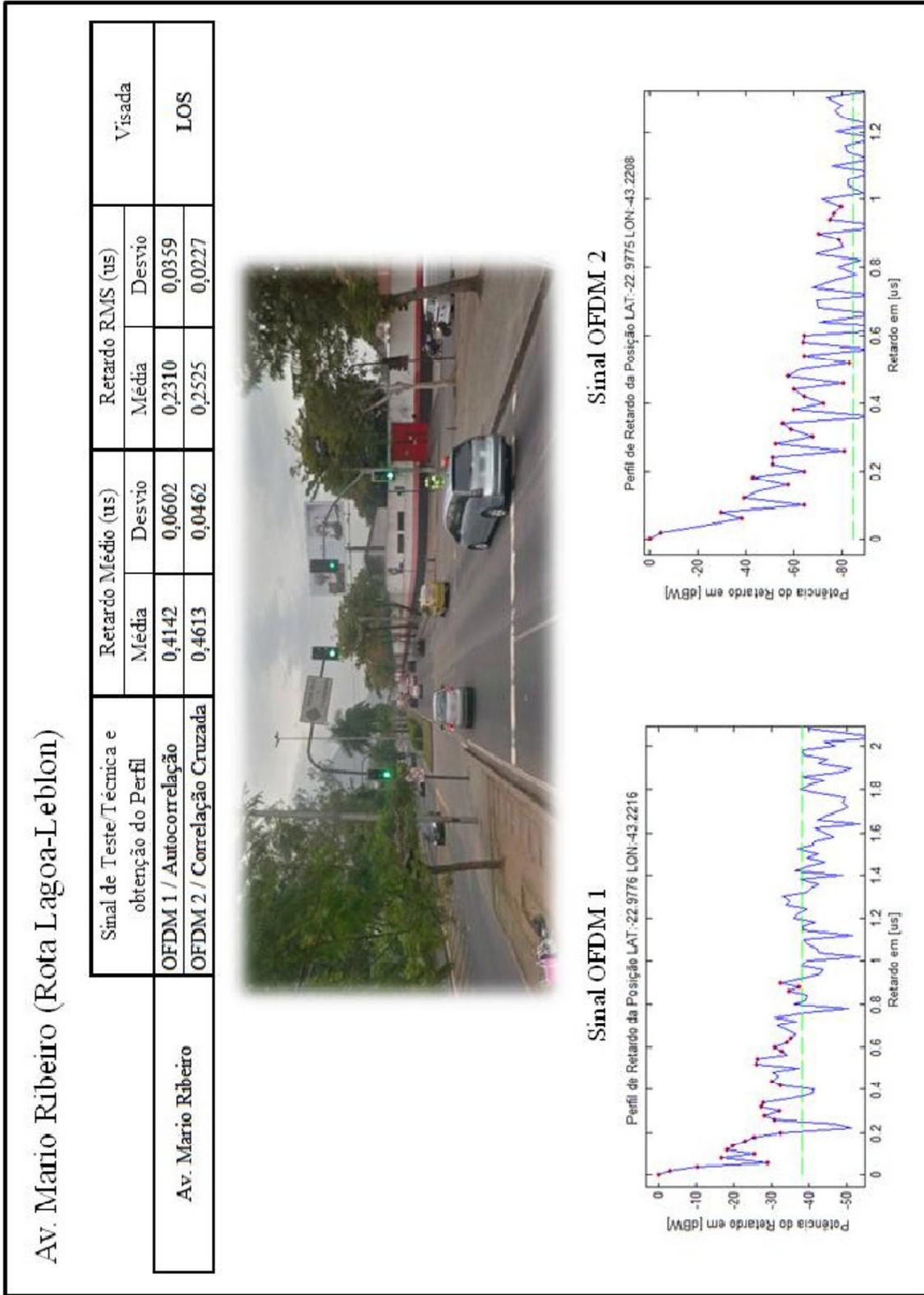


Figura 59: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

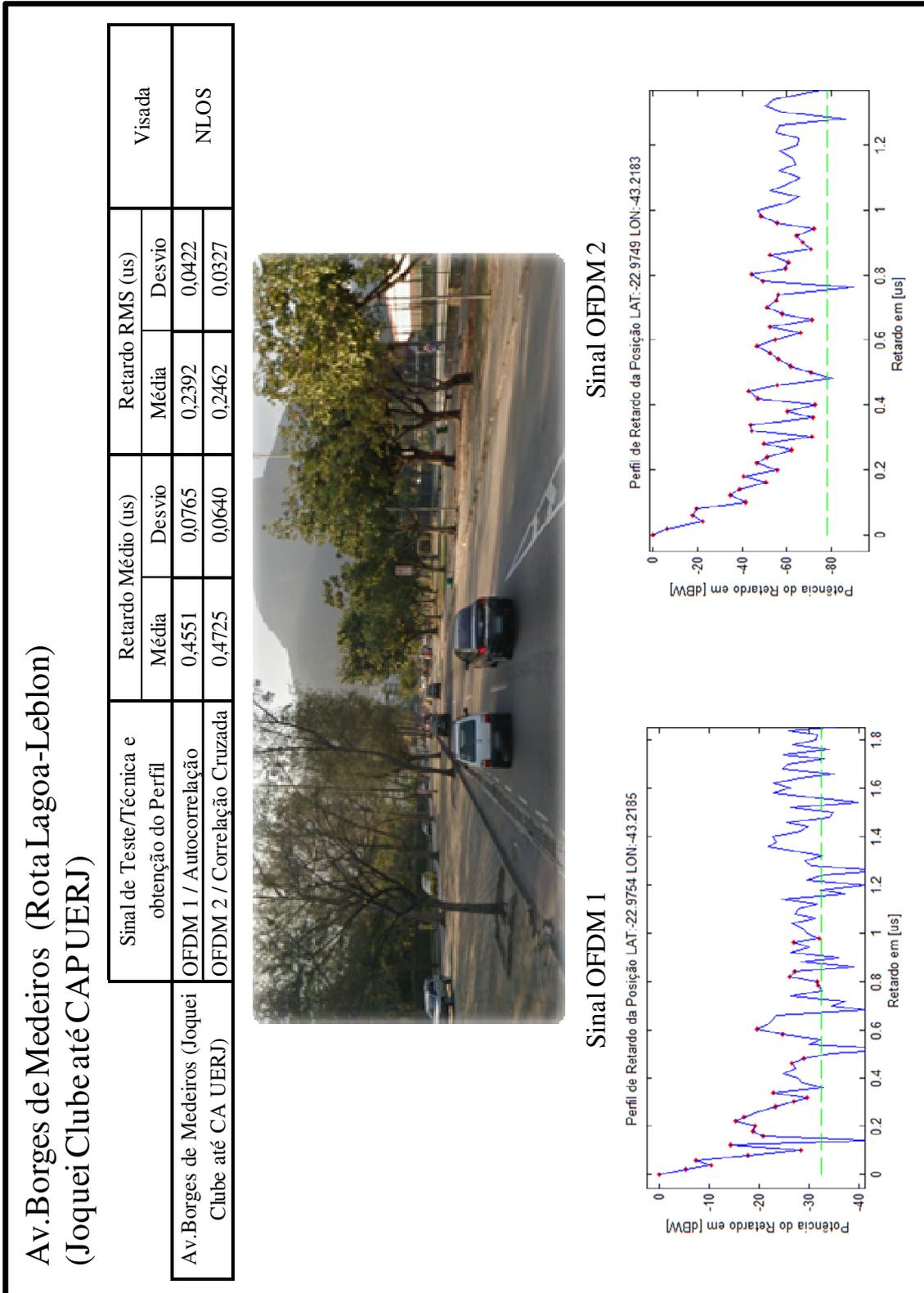


Figura 60: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

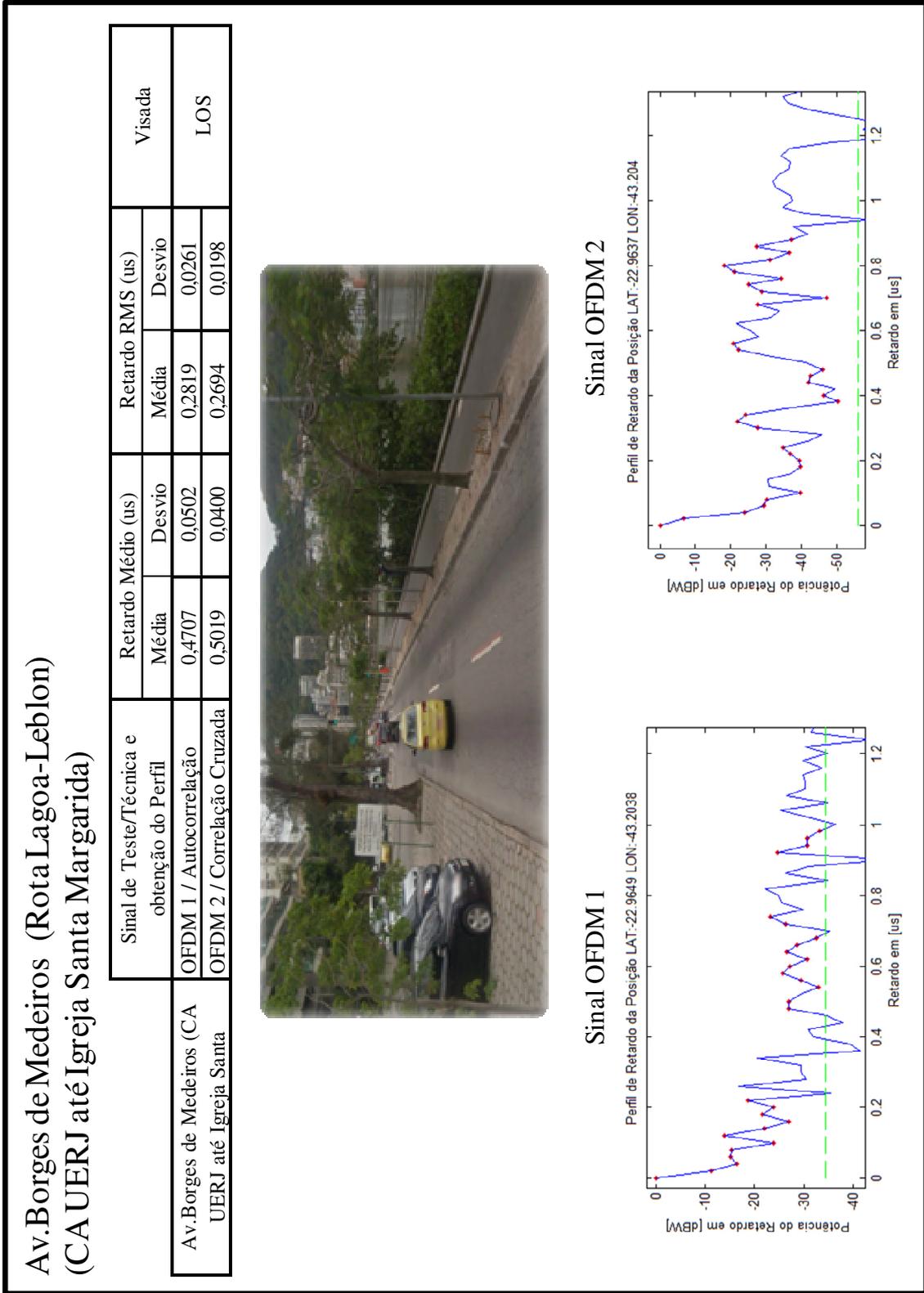


Figura 61: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

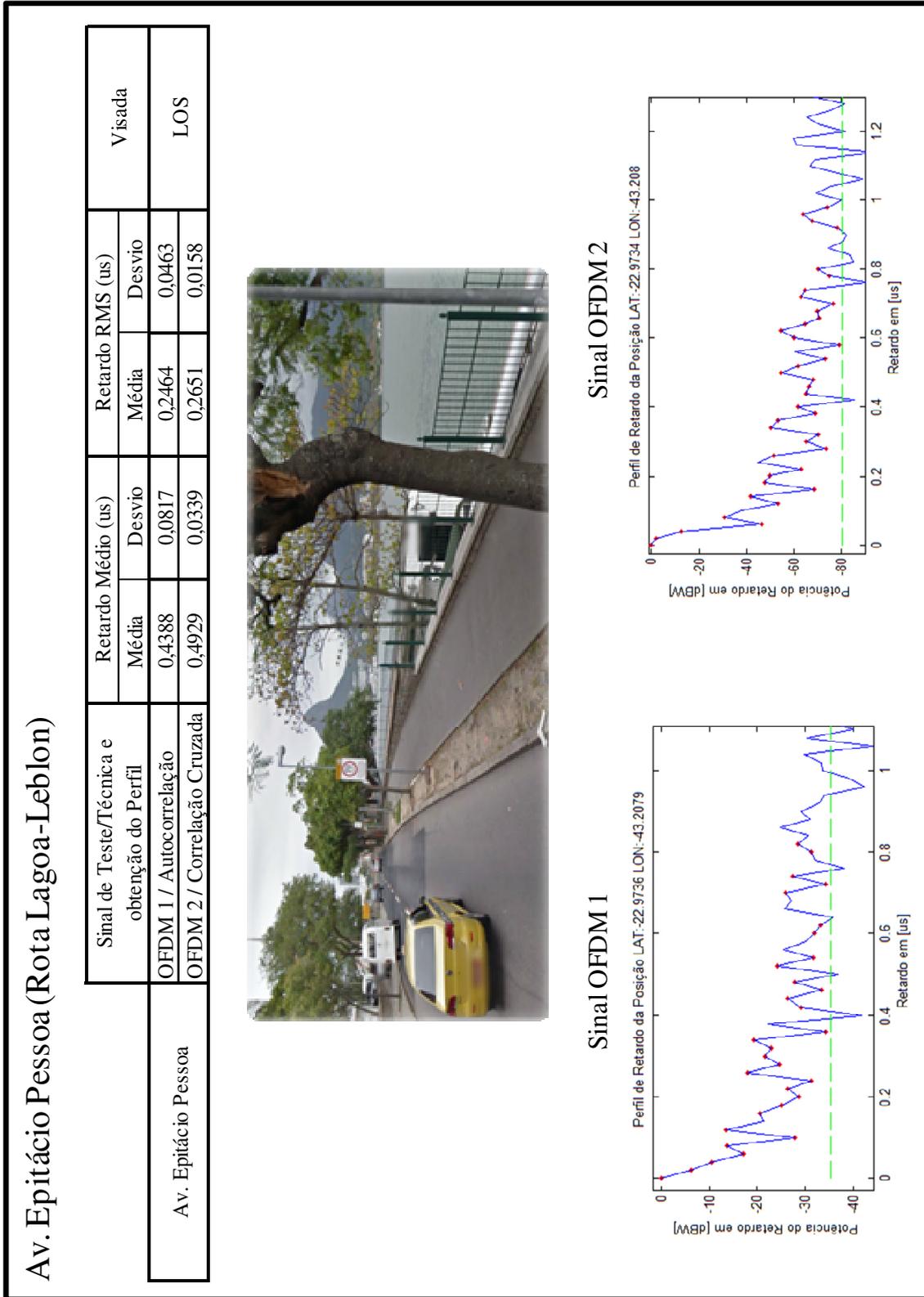


Figura 62: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

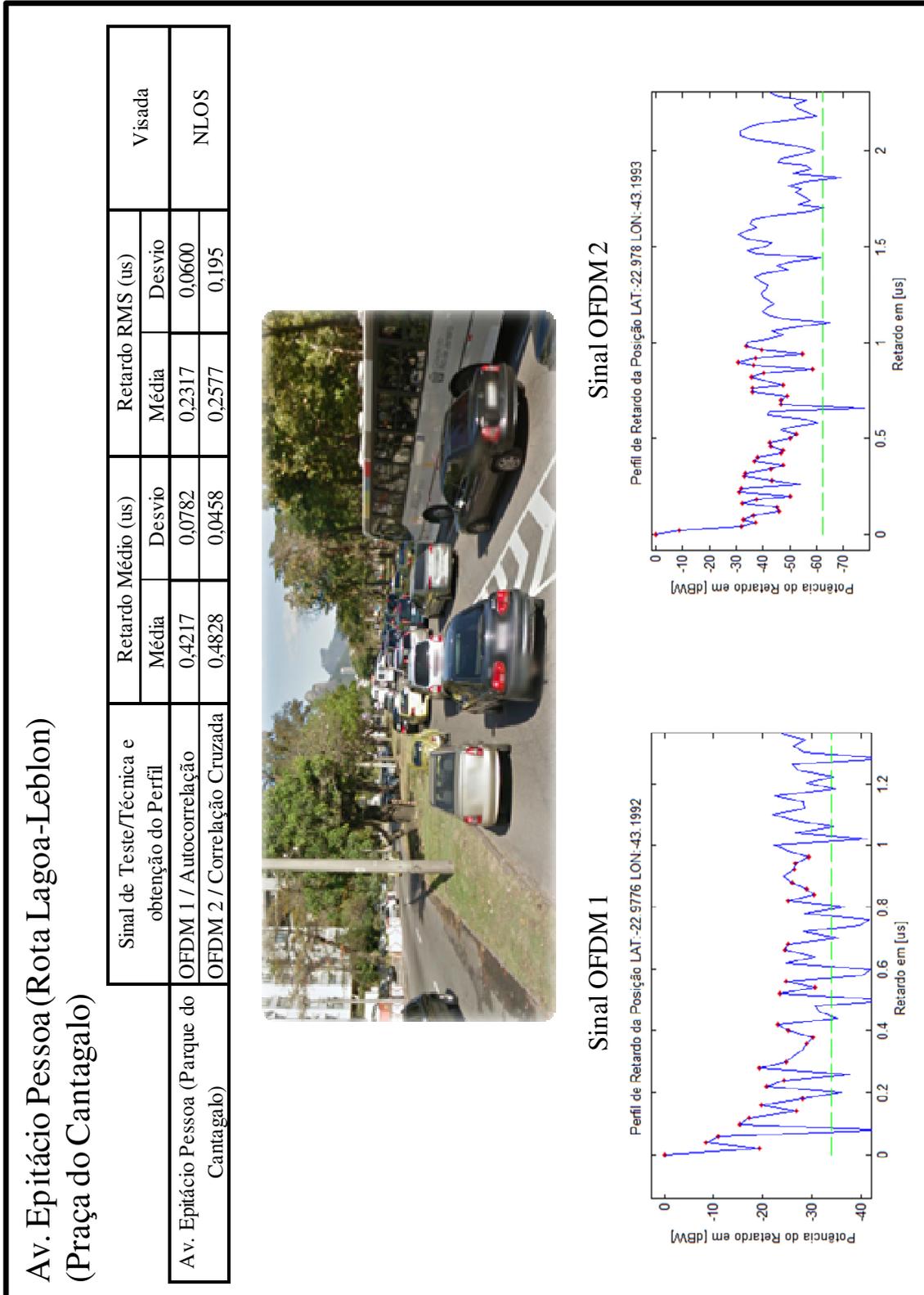


Figura 63: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

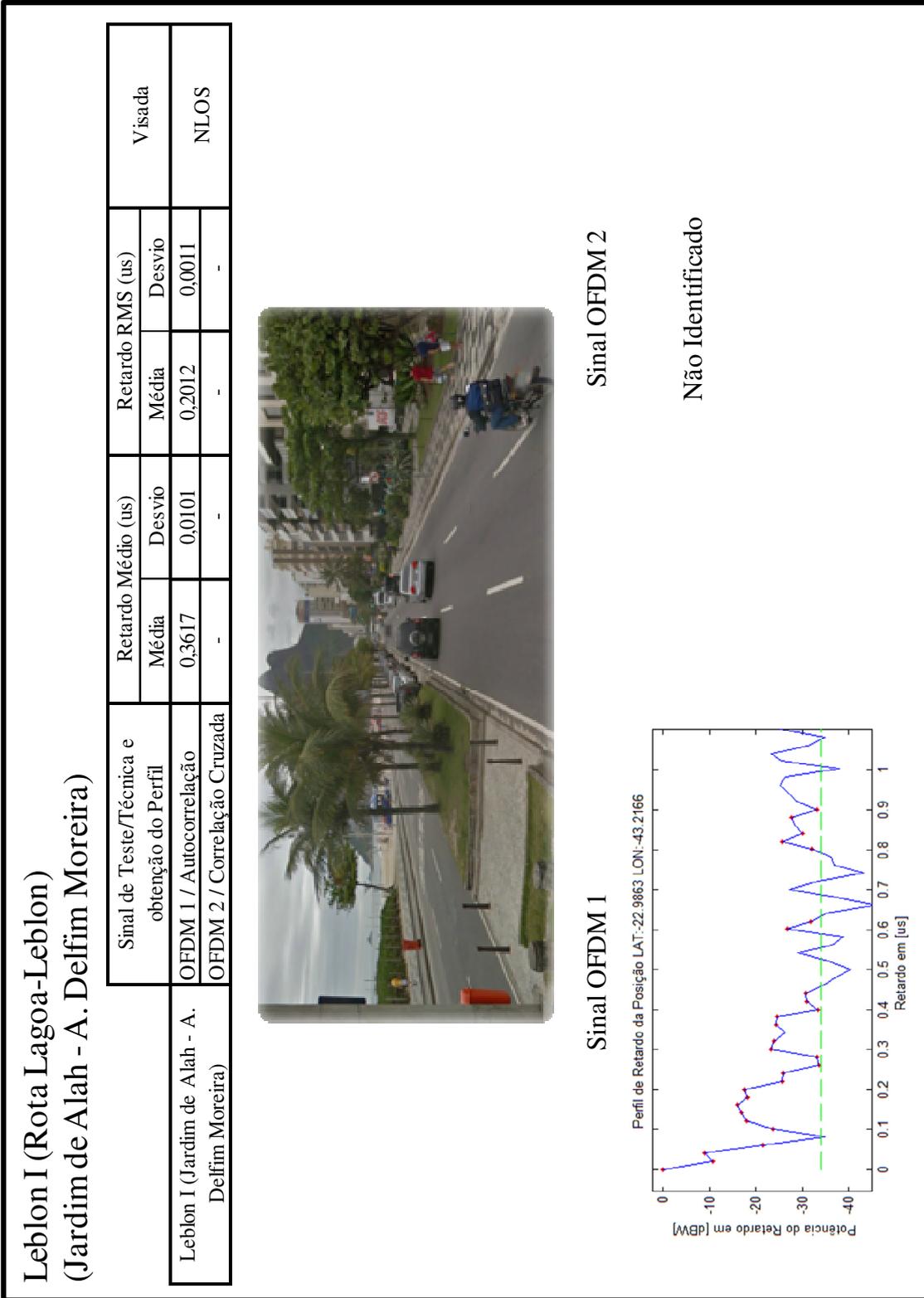


Figura 64: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

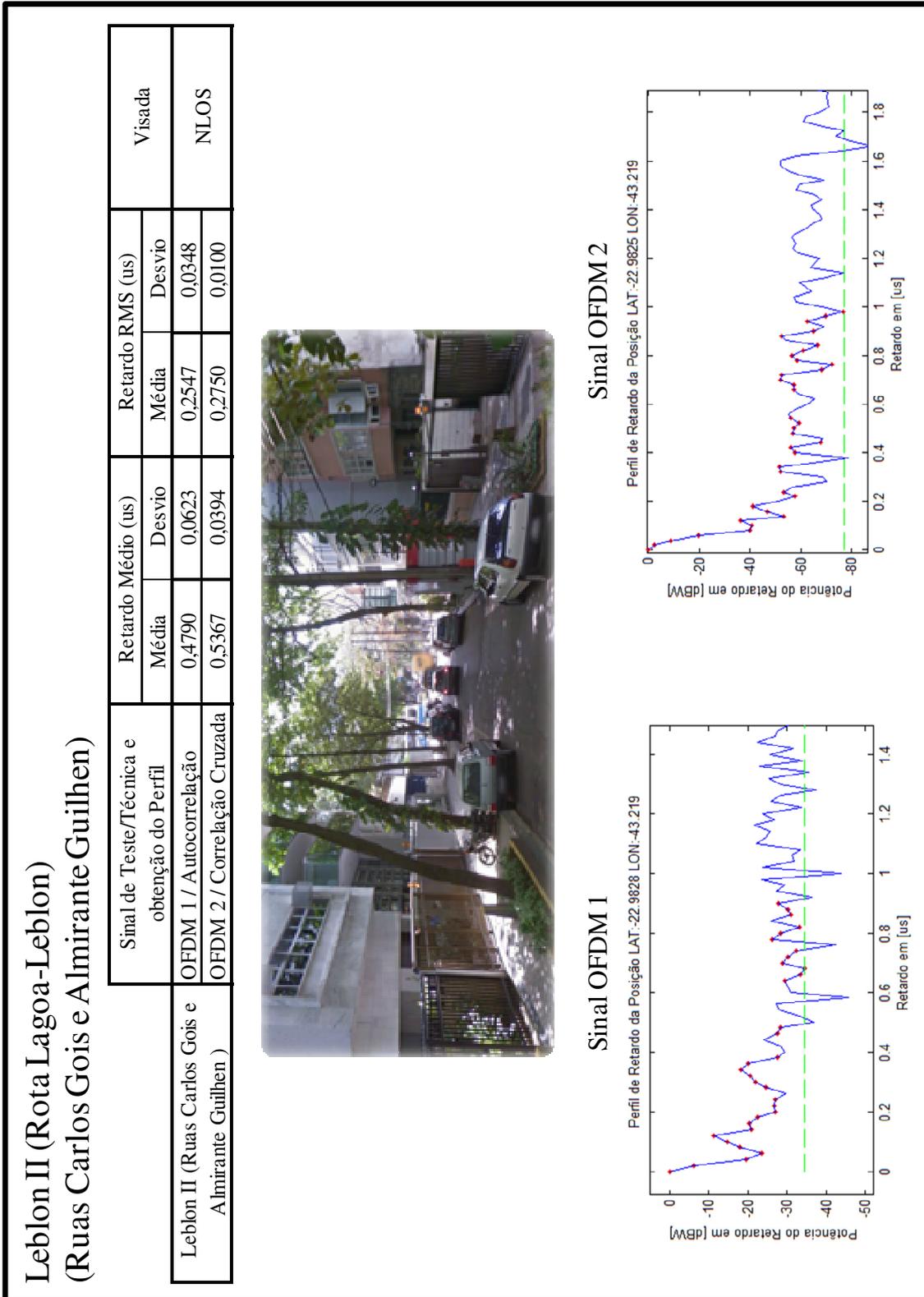


Figura 65: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

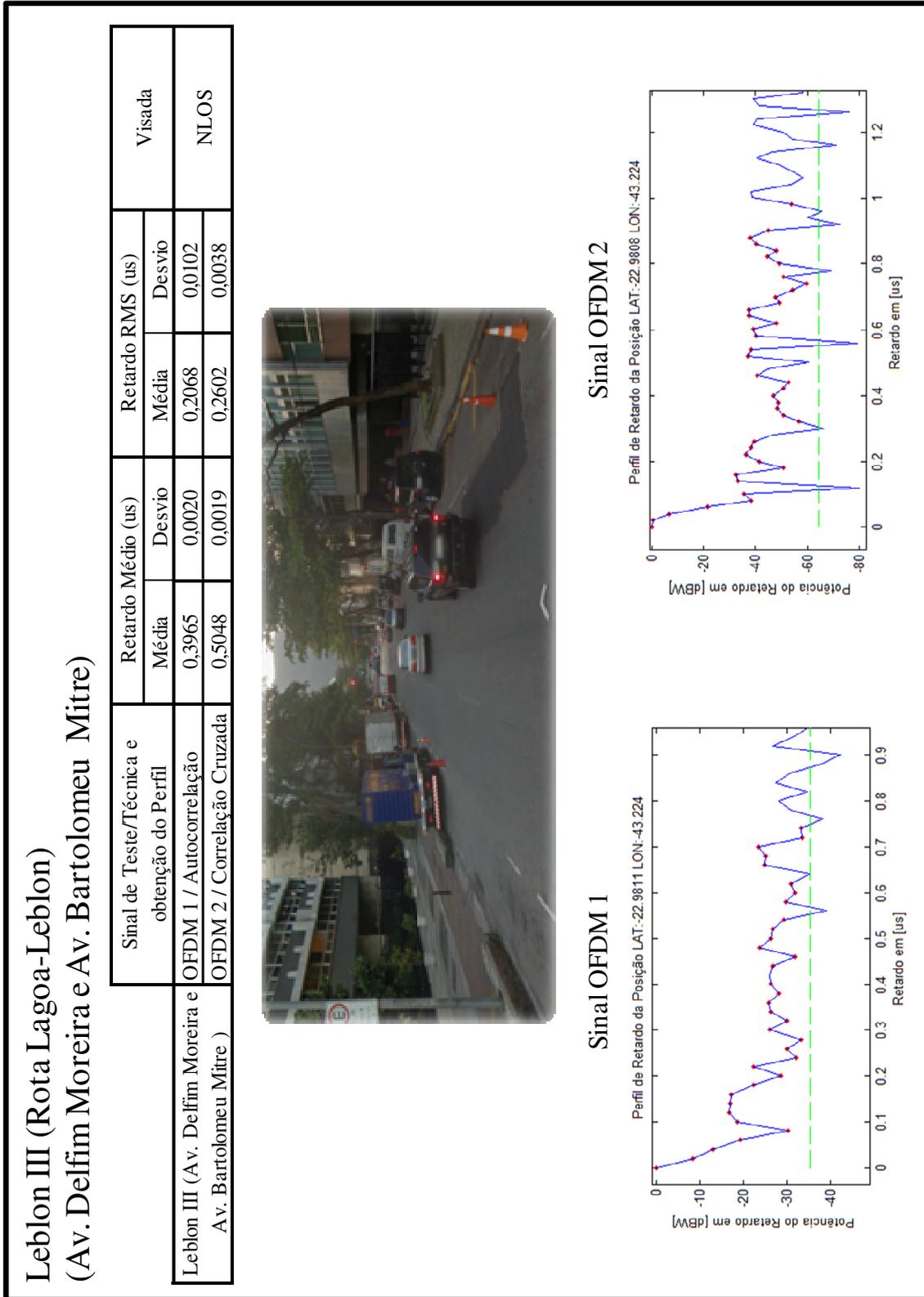


Figura 66: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

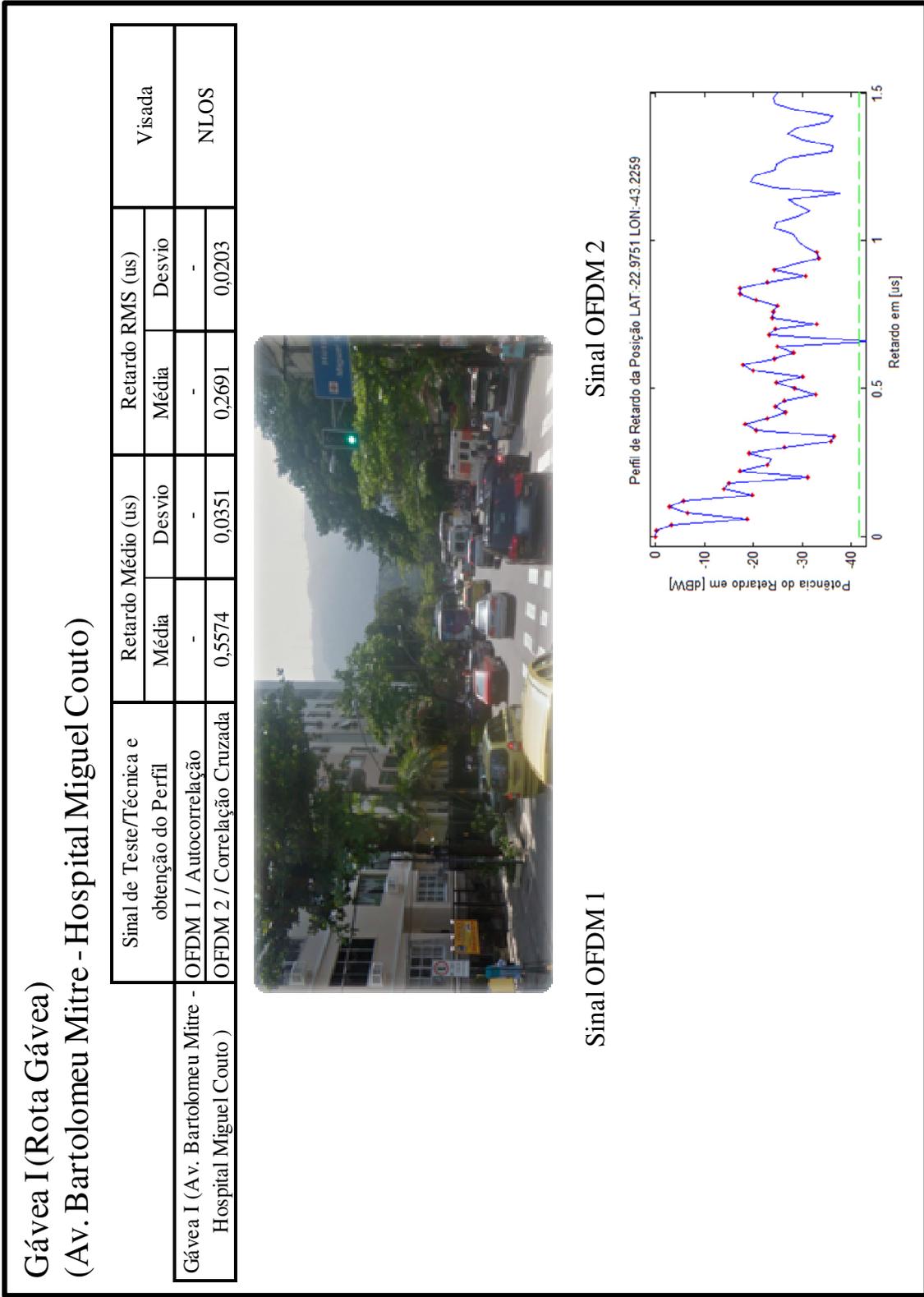


Figura 67: Perfis de Potência de Retardo a cada 100 metros de distância do Transmissor na rota Gávea.

Região	Sinal de Teste/Técnica e obtenção do Perfil	Retardo Médio (us)		Retardo RMS (us)		Visada
		Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	
Gávea	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4658	0,0574	0,2522	0,0299	LOS/NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5393	0,0259	0,2698	0,0137	
Entorno da Lagoa	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4394	0,0664	0,2464	0,0406	LOS/NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,4645	0,0596	0,2530	0,0324	
Leblon	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4562	0,0732	0,2471	0,0361	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5261	0,0402	0,2714	0,0110	

	Sinal de Teste/Técnica e obtenção do Perfil	Retardo Médio (us)		Retardo RMS (us)		Visada
		Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	
Gávea I (Av. Bartolomeu Mitre - Hospital Miguel Couto)	OFDM 1 / Autocorrelação	-	-	-	-	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5574	0,0351	0,2691	0,0203	
Gávea II (Ruas Rodrigo Otávio e Visconde Albuquerque)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4382	0,0544	0,2302	0,0422	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	-	-	-	-	
Gávea III (Ruas Arthur Araripe e Manuel Ferreira)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4903	0,0573	0,2667	0,0265	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5376	0,0370	0,2722	0,0161	
Gávea IV (Rua Jardim Botânico)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4179	0,0644	0,2471	0,0379	LOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5548	0,0254	0,2692	0,0200	
Gávea V (Rua Marquês de São Vicente e Rubens Berardo)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4758	0,0660	0,2555	0,0356	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	-	-	-	-	
Av. Mario Ribeiro	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4142	0,0602	0,2310	0,0359	LOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,4613	0,0462	0,2525	0,0227	
Av. Borges de Medeiros (Jockey Clube até CA UERJ)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4551	0,0765	0,2392	0,0422	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,4725	0,0640	0,2462	0,0327	
Av. Borges de Medeiros (CA UERJ até Igreja Santa Margarida)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4707	0,0502	0,2819	0,0261	LOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5019	0,0400	0,2694	0,0198	
Av. Epitácio Pessoa	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4388	0,0817	0,2464	0,0463	LOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,4929	0,0339	0,2651	0,0158	
Av. Epitácio Pessoa (Parque do Cantagalo)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4217	0,0782	0,2317	0,0600	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,4828	0,0458	0,2577	0,0254	
Leblon I (Jardim de Alah - A. Delfim Moreira)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,3617	0,0101	0,2012	0,0011	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	-	-	-	-	
Leblon II (Ruas Carlos Gois e Almirante Guilhen)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,4790	0,0623	0,2547	0,0348	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5367	0,0394	0,2750	0,0100	
Leblon III (Av. Delfim Moreira e Av. Bartolomeu Mitre)	OFDM 1 / Autocorrelação	0,3965	0,0020	0,2068	0,0102	NLOS
	OFDM 2 / Correlação Cruzada	0,5048	0,0019	0,2602	0,0038	

Tabela 17: Resultados de Retardo Médio e Retardo RMS em todas as rotas

Uma vantagem encontrada nas técnicas de sondagem propostas utilizando os sinais de teste OFDM 1 e OFDM 2 é o baixo desvio padrão entre os resultados de Retardo Médio e Retardo RMS. Pelo fato já explicado da sondagem utilizando sinais OFDM não recuperarem os símbolos de todos os pontos da rota, em alguns dos trechos escolhidos não houveram pontos suficientes para a determinação dos valores de Retardo Médio e RMS. Estes foram os casos dos trechos Gavea I, no caso do sinal OFDM 1 e trechos Gávea II e V e Leblon I para o sinal OFDM 2.

Com objetivo de validar o comportamento dos perfis de retardo com o uso dos sinais OFDM 1 e OFDM 2, foram feitas as seguintes análises:

1) Comparação do formato dos perfis com a curva de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6.

2) Comparação dos valores de Retardo RMS para 50% e 95% da distribuição cumulativa com os valores apresentados na recomendação ITU-R 1411 [42].

3) Modelagem estatística do comportamento dos multipercursos registrados nos perfis de retardos obtidos, em termos do número de componentes que atingem o receptor durante o período das medições, dos seus respectivos tempos de chegada e de suas amplitudes relativas.

Segundo estudos registrados na recomendação 1411-6 da União Internacional de Telecomunicações de Radiocomunicações (ITU-R, do inglês) no que se refere à modelagem de multipercursos em ambientes urbanos, o formato do perfil de retardos em ambientes com linha de visada (LOS) para medições em 2,5 GHz tende a uma curva de decaimento da potência dos retardos, dada pela seguinte expressão:

$$P(t) = P_0 + 50 \left(e^{-\frac{t}{\tau}} - 1 \right) \text{ dB}$$

onde:

P_0 é a potência de pico do perfil de retardos.

t é o tempo de atraso dos multipercursos em ns.

τ é o fator de decaimento da amplitude dos retardos que varia de acordo com o valor do Retardo RMS em nanosegundos. Sendo o Retardo RMS representado pela letra S , o valor do decaimento é dado por:

$$\tau = 4 \cdot S + 266 \text{ ns}$$

Como esse relacionamento é válido apenas para ambientes com linha de visada, buscou-se validá-lo para os perfis dos Trechos das rotas Gávea e Lagoa-Leblon que estavam em situação de visada. A Figura 68 mostra a comparação de um dos perfis de retardos do Trecho 6 (Av. Padre Leonel França) com a reta de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6.

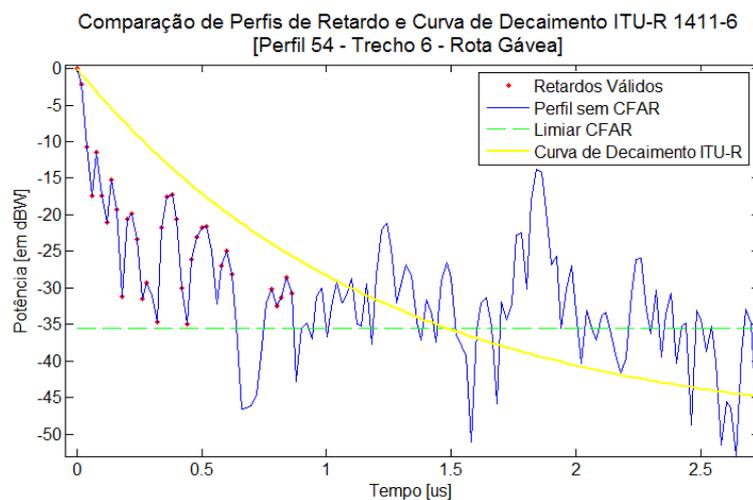


Figura 68: comparação do Perfil de Retardos com a curva de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6.

As distribuições cumulativas dos valores de Retardos RMS dos perfis de potência de retardo obtidos nas duas rotas urbanas e para cada Sinal OFDM transmitido estão mostradas nas Figuras 69 a 72.

Foi realizada a comparação com as distribuições de probabilidade teóricas Lognormal, Nakagami, Rice e Weibull. Conforme já comentado no Capítulo 2, sub item 2.3, o teste de Kolmogorov-Smirnov, assim como o Qui-quadrado, são muito utilizados para comparar funções de densidade, sendo que Kolmogorov é mais indicado na comparação de distribuições cumulativas. Sendo assim, utilizou-se deste teste para validar a aderência das distribuições cumulativas teóricas com os resultados empíricos.

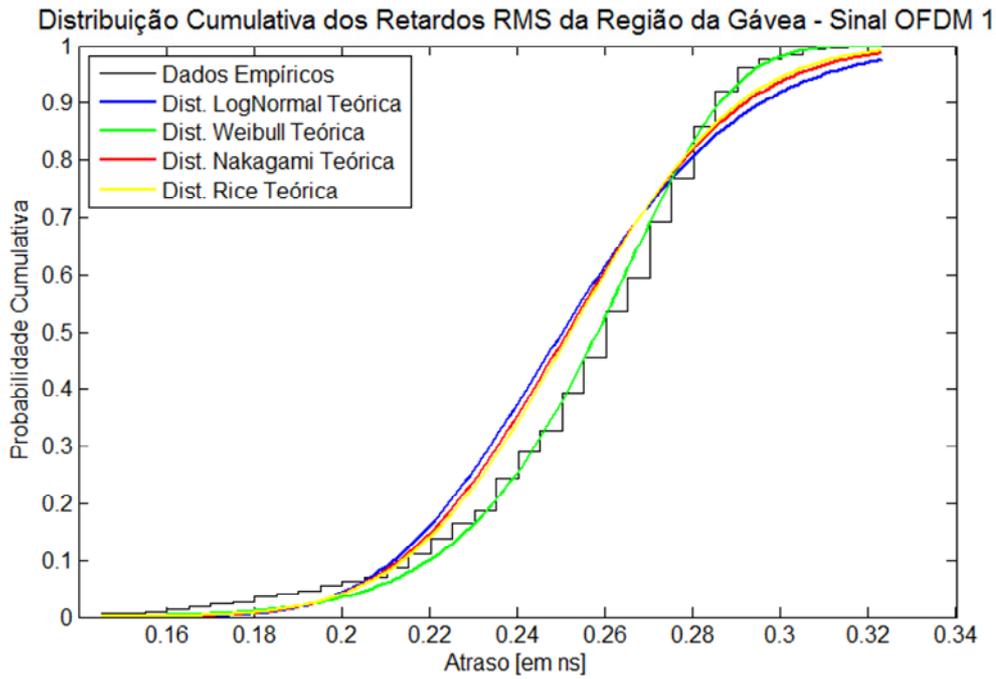


Figura 69: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 1 - LOS e NLOS

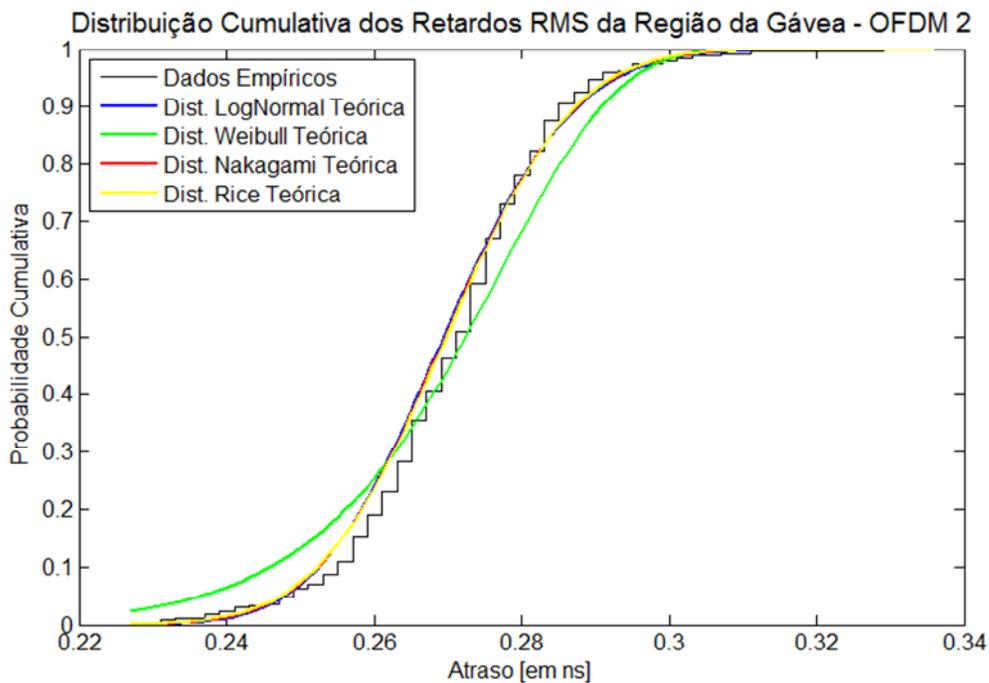


Figura 70: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2 - LOS e NLOS

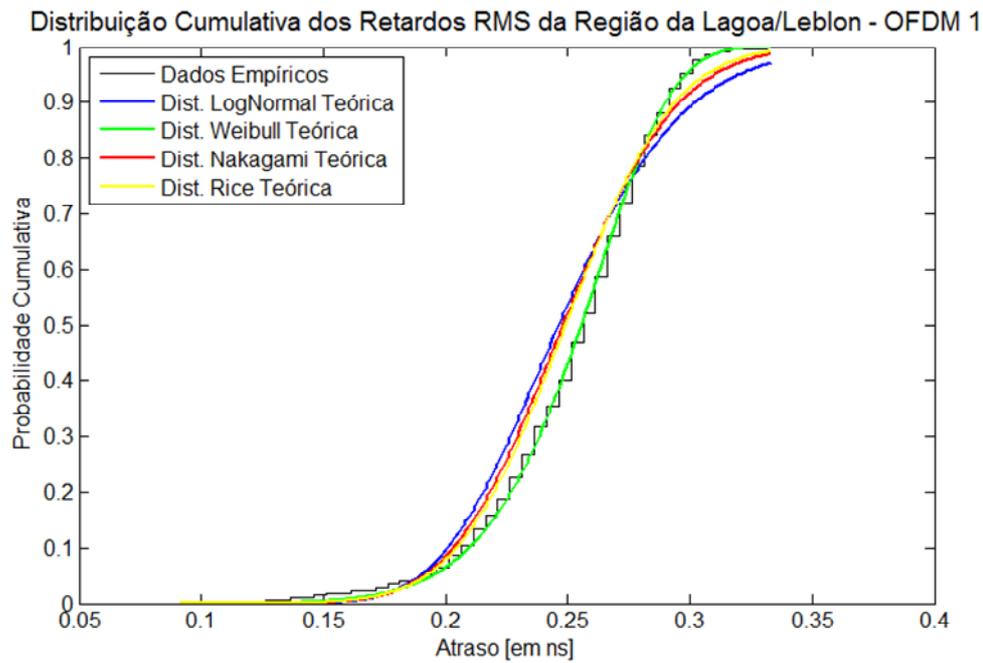


Figura 71: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2 - LOS e NLOS

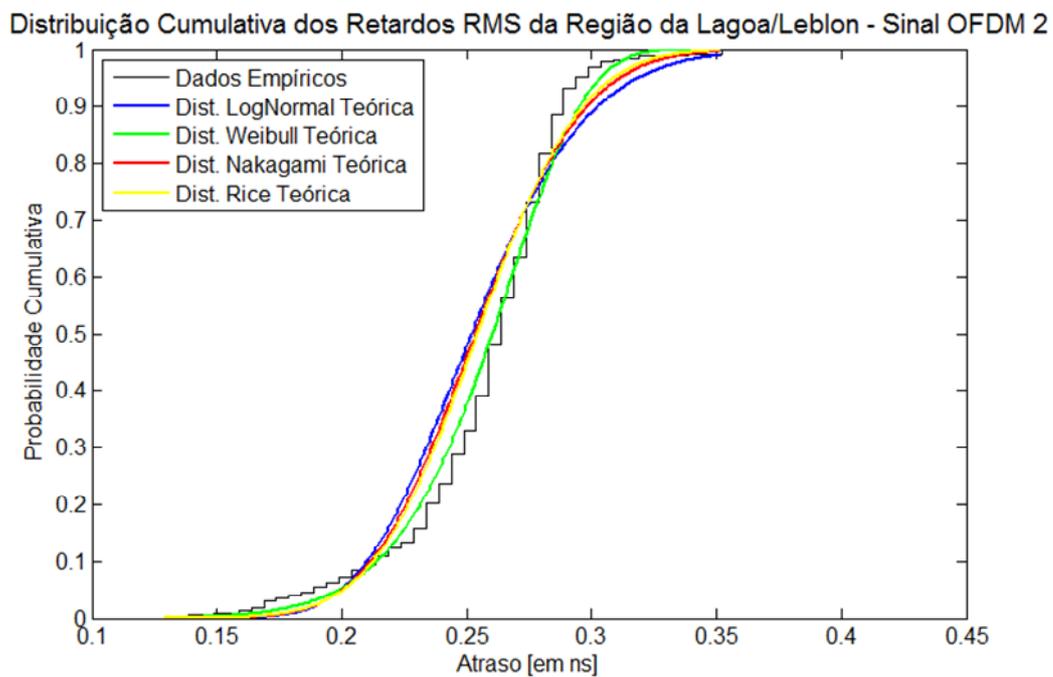


Figura 72: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2 - LOS e NLOS

Em todos os casos a distribuição de Weibull mostrou apresentar melhor aderência aos dados empíricos.

A Tabela 18 apresenta valores típicos de Espalhamento de Retardo RMS fornecidos pela recomendação ITU-R 1411-6 e os valores encontrados como resultados de Retardo RMS para 50% e 95% das curvas de distribuição cumulativa obtidas separadamente para LOS e NLOS.

Comparação dos Valores de Retardo RMS com Recomendação ITU-R 1411-6							
			ITU-R 1411-6	Gávea		Lagoa-Leblon	
				OFDM 1	OFDM 2	OFDM 1	OFDM 2
Retardo RMS (ns)	LOS	50%	208	265	270	248	253
		95%	461	290	295	281	298
	NLOS	50%	407	268	290	258	275
		95%	513	298	310	305	301

Tabela 18: Coeficientes Típicos para de Retardo RMS.

Como resultado é possível notar que os valores os casos LOS (95%) e NLOS (50% e 95%) estão dentro da recomendação para os dois sinais de teste utilizados. Entretanto o caso LOS (50%) ficou fora do estabelecido na recomendação. Percebe-se também no caso dos resultados obtidos nesse trabalho que a diferença dos valores de Retardo RMS para as situações com e sem visada com o transmissor é pequena.

5.3.2. Modelagem Estatística dos Parâmetros de Dispersão Temporal

Segundo [43], o sinal transmitido é recebido como um somatório de l componentes com amplitude β e tempos de chegada τ . Foi comentado ainda, no Capítulo 2 -subitem 2.2.1.1, que a modelagem dos perfis de retardo num canal banda larga indoor sujeito ao efeito de multipercursos pode ser realizada também baseando-se no trabalho proposto por Saleh-Valenzuela [20] que considera que as componentes de multipercurso chegam ao receptor em grupos, formados pelas múltiplas reflexões dos objetos nas proximidades do receptor e transmissor. Nos perfis de retardos apresentados nas Figuras 59 a 67 que se referem a perfis obtido

em cada um dos Trechos das rotas Gávea e Lagoa-Leblon, pode-se observar a formação de grupos de retardos e ainda a característica de decaimento exponencial. A Figura 73 mostra esse comportamento para o perfil de retardos obtido no Trecho da Av. Mario Ribeiro da Rota Gávea para os sinais OFDM 1 e OFDM 2.

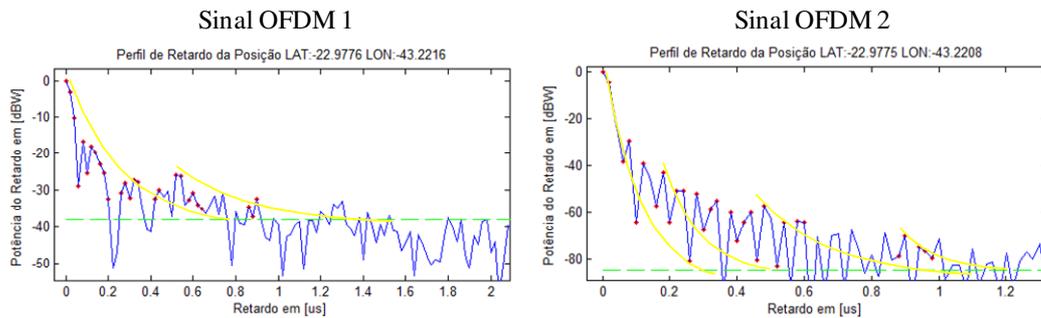


Figura 73: Chegada de multipercursos em grupos

a) Número de Componentes de Multipercurso

Segundo [43], a chegada das componentes de multipercurso seguem uma distribuição de probabilidades de Poisson, onde a probabilidade de se receber l componentes nos N primeiros intervalos de tempo é dada por:

$$P_N(L = l) = \frac{\lambda^l}{l!} e^{-\lambda}$$

onde λ é a taxa média de chegada das componentes de multipercurso.

Para essa análise foram utilizados os resultados de componentes válidas de multipercurso obtidas após a aplicação da técnica CFAR nos perfis de retardo das rotas Gávea e Lagoa-Leblon. As Figuras 74 a 77 mostram os ajustes obtidos dos resultados empíricos com a distribuição de Poisson para o número de componentes de multipercurso que chegam no receptor em cada rota urbana e para cada tipo de sinal de teste enviado.

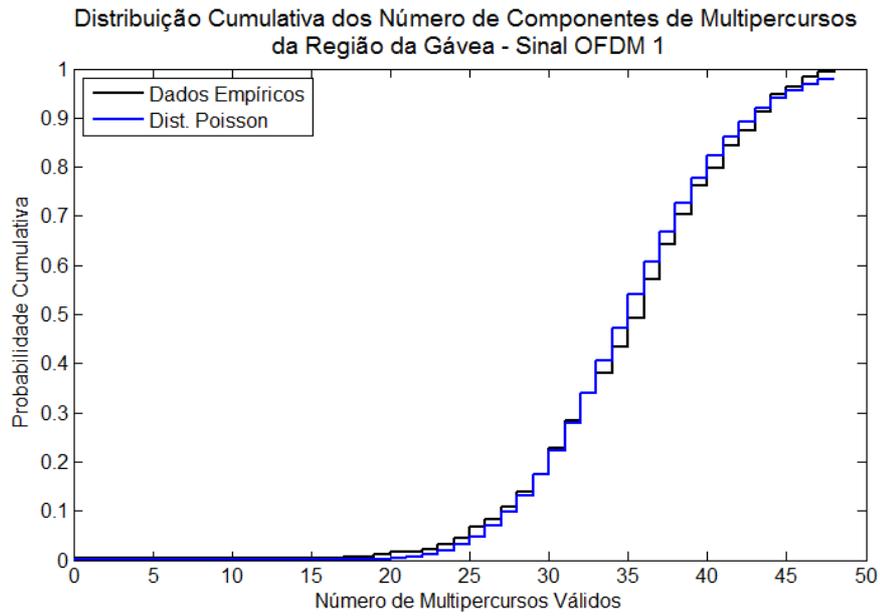


Figura 74: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 1

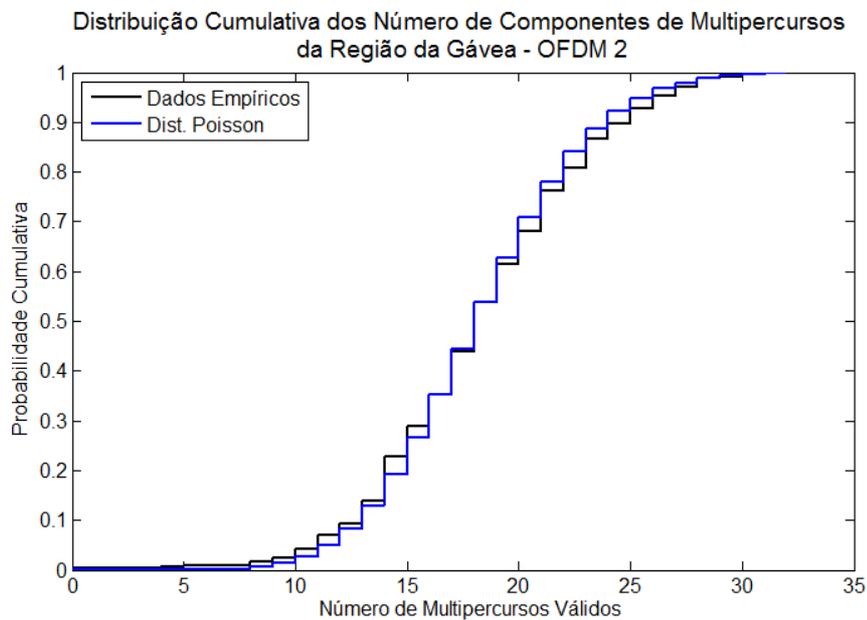


Figura 75: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2

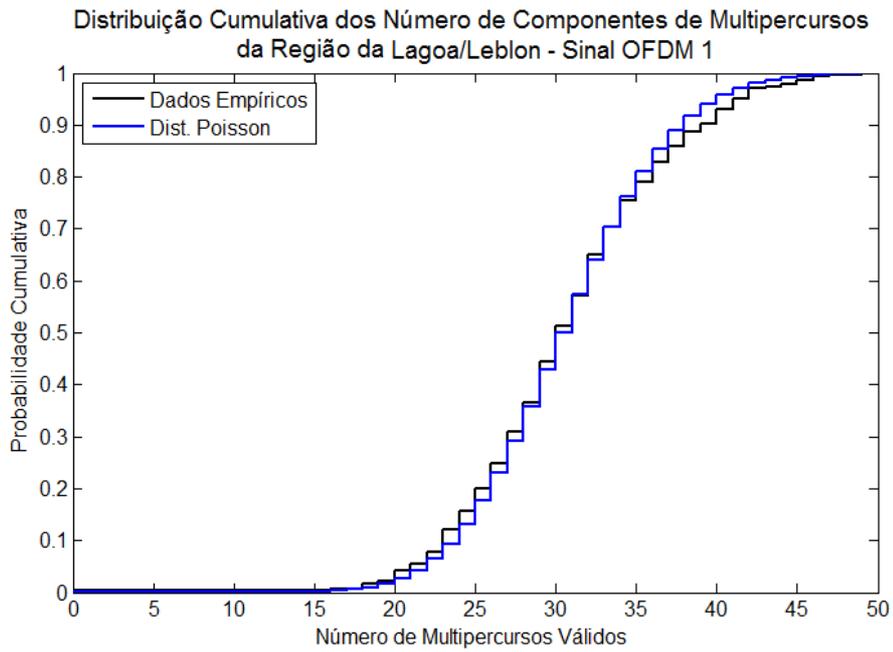


Figura 76: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM 1

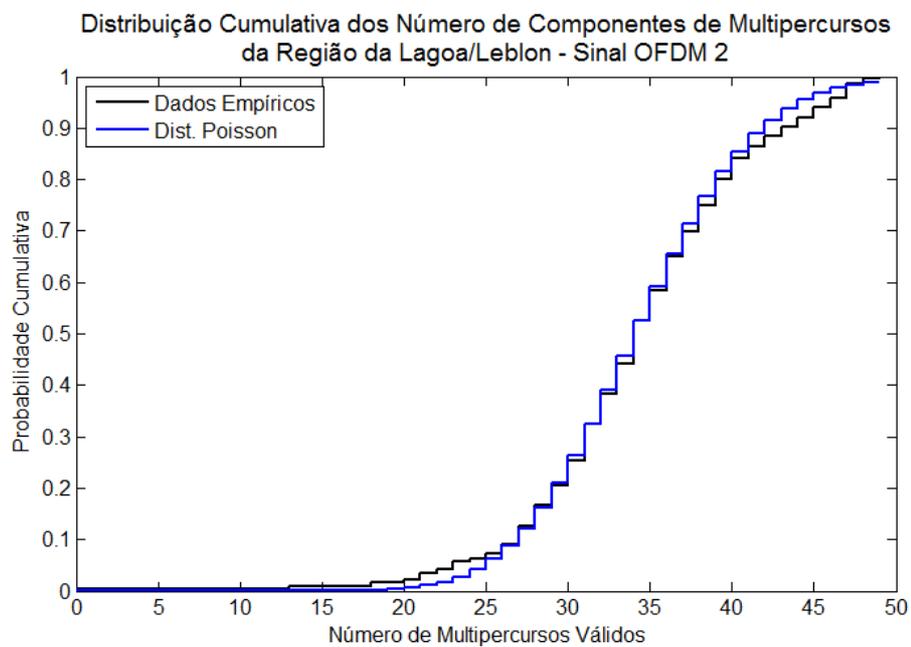


Figura 77: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM 2

b) Distribuição das Amplitudes Relativas

Para a análise estatística das distribuições de probabilidade cumulativa das amplitudes das componentes de multipercurso, foi necessário transformar o valor de potência em dBW para tensão normalizada em volts, isso porque as potências do sinal por estarem em dBW, possuíam valores negativos que variavam de 0 a -35 dBW que não eram aceitos na função 'mle' do *software* MATLAB® que realiza a estimativa dos parâmetros das distribuições de probabilidade empíricas através da máxima verossimilhança. As Figuras 78 a 81 mostram a comparação entre as distribuições cumulativas das amplitudes dos multipercursos com as distribuições teóricas em cada rota urbana com cada sinal de teste utilizado. Para efeito de melhor entendimento do comportamento da distribuição cumulativa e comparação com outras distribuição cumulativas de amplitudes de multipercurso de dados empíricos feitas pelo IEEE, as Figuras mostram 2 gráficos um com a distribuição cumulativa considerando os valores de potência em dBW e outra considerando os valores de tensão normalizada em volts.

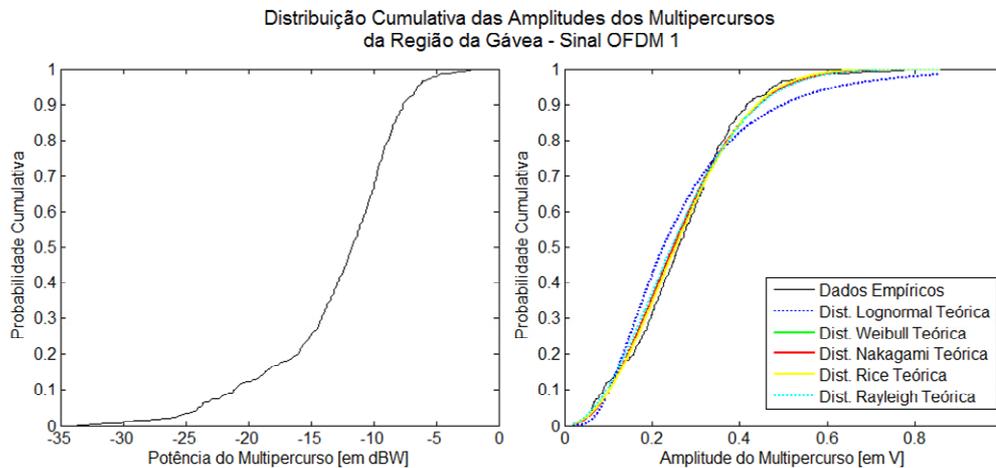


Figura 78: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 1

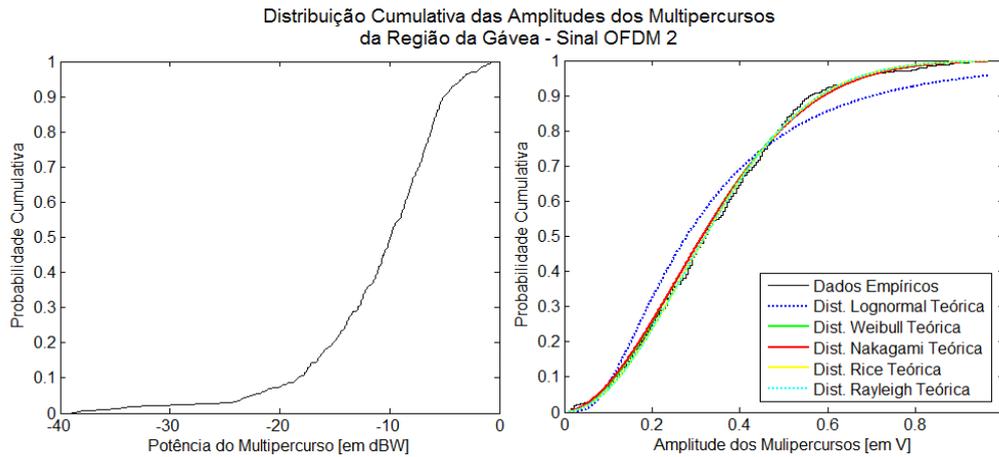


Figura 79: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Gávea para o sinal de teste OFDM 2

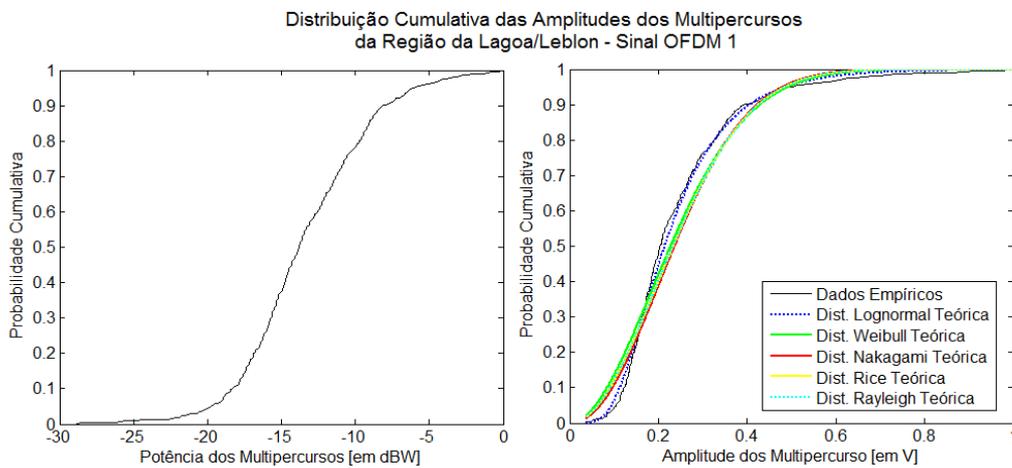


Figura 80: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM 1

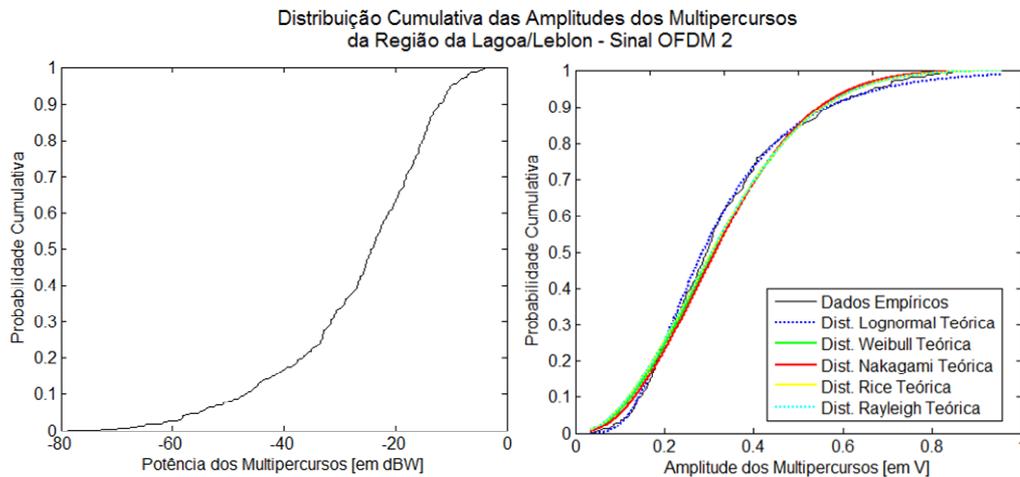


Figura 81: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Lagoa/Leblon para o sinal de teste OFDM 1

A Tabela 18 apresenta os parâmetros estimados para cada situação. É importante observar que, de acordo com a recomendação ITU-R 1411-6 a energia de chegada dos multipercursos possui uma distribuição de probabilidades do tipo Rice nos primeiros 40 nanosegundos, enquanto que a energia de chegadas dos multipercursos após esse período, passa a ter uma distribuição tipo Rayleigh, e isto foi confirmado nos perfis gerados pelos sinais de teste OFDM 1 e OFDM 2.

Análise das Curvas de Distribuição de Probabilidade Cumulativa das Amplitudes dos Multipercursos					
Distribuição/Parâmetros	Rota/Sinal	Gávea		Lagoa-Leblon	
		OFDM 1	OFDM 2	OFDM 1	OFDM 2
LogNormal	(μ)	-1,4871	-1,2774	-1,5416	-1,2101
	(σ)	0,6200	0,7244	0,4995	0,5373
Weibull	(λ)	0,2977	0,3808	0,2761	0,3865
	(α)	2,1116	1,8963	1,8934	2,0680
Nakagami	(m)	1,0807	0,9029	1,0613	1,1288
	(Ω)	0,0867	0,1484	0,0786	0,1472
Rayleigh	(σ)	0,2083	0,2724	0,1983	0,2713
Rice	(s)	0,0849	0,0000	0,0000	0,0000
	(σ)	0,1621	0,2724	0,1983	0,2713

Tabela 19: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade das amplitudes das componentes de multipercurso em cada rota e para cada sinal de teste

5.3.3. Ambiente Suburbano

As Figuras 80(a) e (b) apresentam os símbolos OFDM 1 capturados nas rotas suburbanas de Campo Grande (Rio-São Paulo) e Campo Grande (Cachamorra), respectivamente.

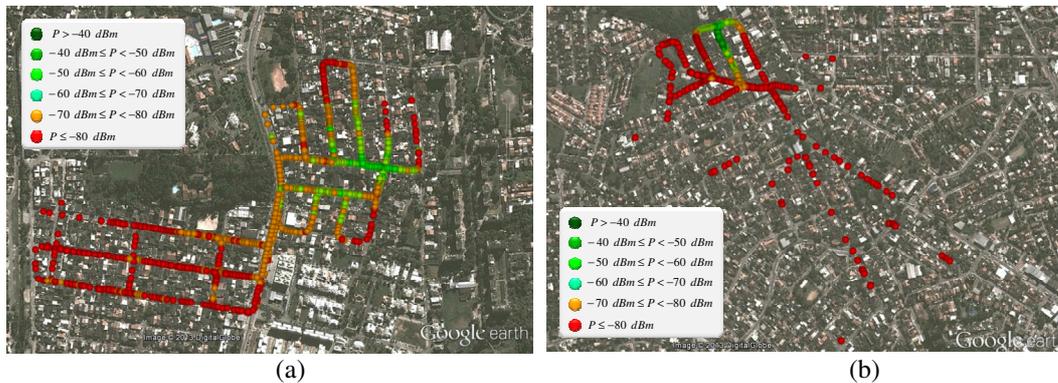


Figura 82: Símbolos OFDM 1 Capturados pela Sonda Banda Larga. (a) Rota Campo Grande Cachamorra; (b) Rota Campo Grande (Rio-São Paulo)

5.3.3.1. Obtenção dos Perfis de Potência de Retardo

No ambiente suburbano, apenas o sinal de teste OFDM 1 foi utilizado nas campanhas de medição. Os perfis de retardo foram obtidos da mesma forma como feito nas rotas urbanas e a técnica CFAR foi também utilizada para a limpeza/filtragem dos perfis de retardos.

As rotas suburbanas também foram divididas em Trechos. No caso da rota Campo Grande (Cachamorra), os Trechos selecionados foram os mesmos selecionados na análise em banda estreita.

Os resultados de Retardo RMS no ambiente suburbano foram da ordem de $0,22 \mu\text{s}$, condizentes com outros resultados encontrados na literatura em regiões de características semelhantes. O valor de espalhamento de retardo médio de $0,22 \mu\text{s}$ permite o projeto de prefixo cíclico de duração de até $2,2 \mu\text{s}$ que representa num bloco de $43,52 \mu\text{s}$ (tempo do símbolo OFDM de 20 MHz), um intervalo de guarda de $1/17$ que está adequado aos valores típicos utilizados em sistemas OFDM.

A Figura 83 apresenta parâmetros de dispersão do canal suburbano, apenas de um trecho de cada rota suburbana. Os demais Trechos podem ser visualizados

nas Figuras do Apêndice C. A Tabela 19 sumariza os resultados para a região suburbana.

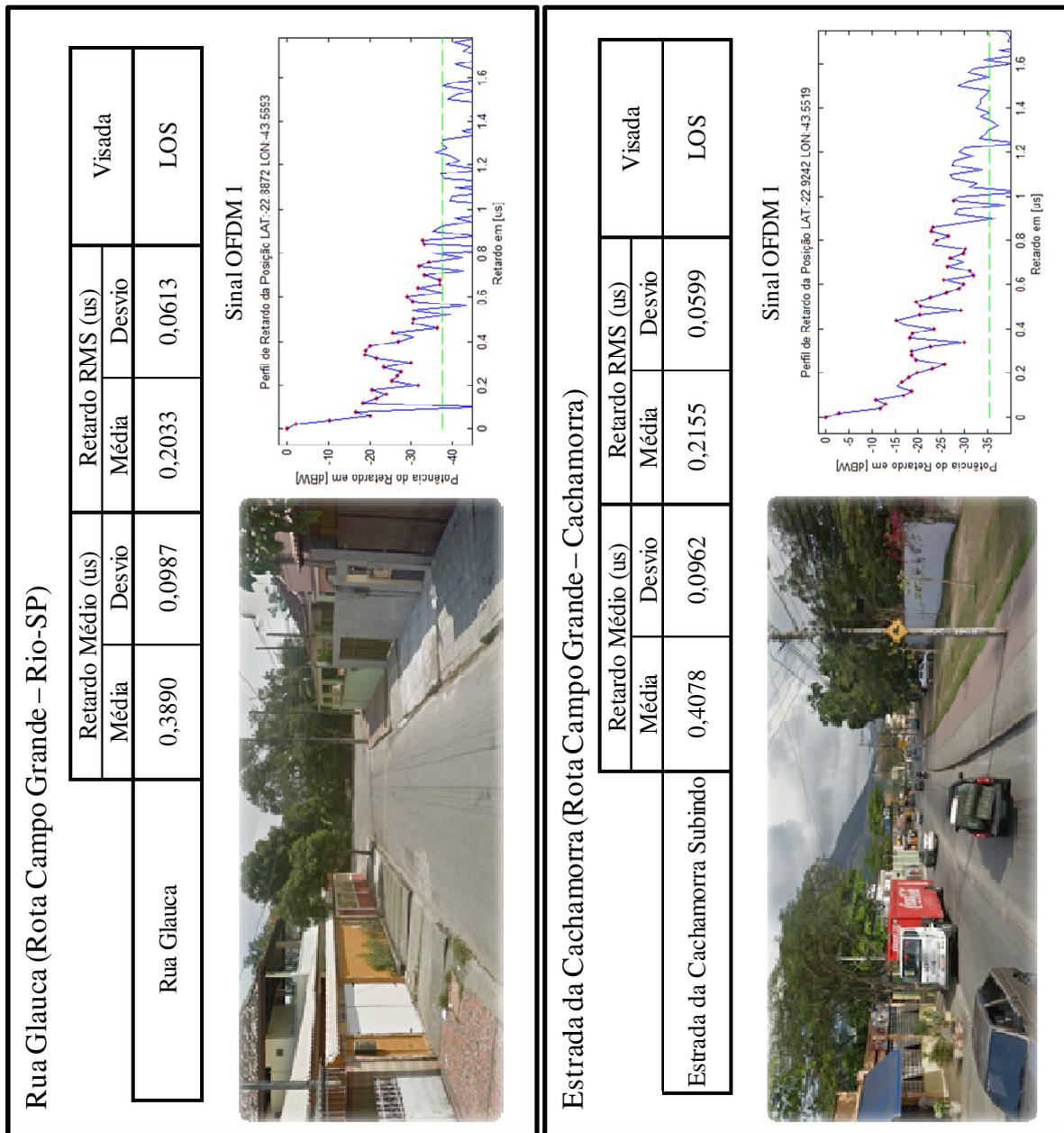


Figura 83: Perfil de Retardos e Parâmetros de dispersão do canal Suburbano - Trecho 1 da Rota Campo Grande (Rio-São Paulo) e Trecho 6 da Rota Campo Grande (Cachamorra)

Região	Retardo Médio (us)		Retardo RMS (us)		Visada
	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão	
Campo Grande (Rio-SP)	0,4187	0,0813	0,222	0,050	LOS/NLOS
Campo Grande (Cachamorra)	0,4275	0,0809	0,230	0,045	LOS/NLOS

	Retardo Médio (us)		Retardo RMS (us)		Visada	
	Média	Desvio	Média	Desvio		
Rio-São Paulo	Rua Glauca	0,3890	0,0987	0,2033	0,0613	LOS
	Estrada Rio-SP	0,4215	0,0763	0,2369	0,0396	LOS
	Rua Inohã	0,4186	0,0647	0,2018	0,0383	NLOS
	Caminho da Foz do Jorão	0,4097	0,0693	0,2136	0,0427	LOS e NLOS
	Rua Damaso e Rua Hortência Rosa	0,4740	0,0538	0,2903	0,0341	LOS e NLOS
Cachamorra	Estrada da Cachamorra Descendo	0,4734	0,0646	0,2409	0,0357	NLOS
	Rua Soldado Venceslau Spancesky	0,4060	0,0830	0,2160	0,0444	LOS
	Rua Soldado Valdemar de Almeida	0,3896	0,0825	0,2137	0,0508	LOS
	Rua Soldado José de Souza	0,3979	0,0904	0,2236	0,0575	LOS
	Rua Charqueada	0,4186	0,0578	0,2407	0,0375	NLOS
	Rua Des Milton Barcelos	0,4396	0,0879	0,2301	0,0449	NLOS
	Estrada da Cachamorra Subindo	0,4078	0,0962	0,2155	0,0599	LOS

Tabela 20: Resultados de Retardo Médio e Retardo RMS em todas as rotas

A Figura 84 mostra a comparação de um dos perfis de retardos do Trecho 6 (Av. Padre Leonel França) com a reta de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6. Mesmo tendo sido proposta para ambientes urbanos, nota-se que a curva se adere bem aos perfis de retardos também em ambientes suburbanos.

As distribuições cumulativas dos valores de Retardos RMS dos perfis de potência de retardo obtidos nas duas rotas suburbanas e para cada Sinal OFDM transmitido estão mostradas nas Figuras 85 e 86. Nos dois casos, assim como na região urbana, a distribuição de Weibull apresentou melhor aderência aos dados empíricos.

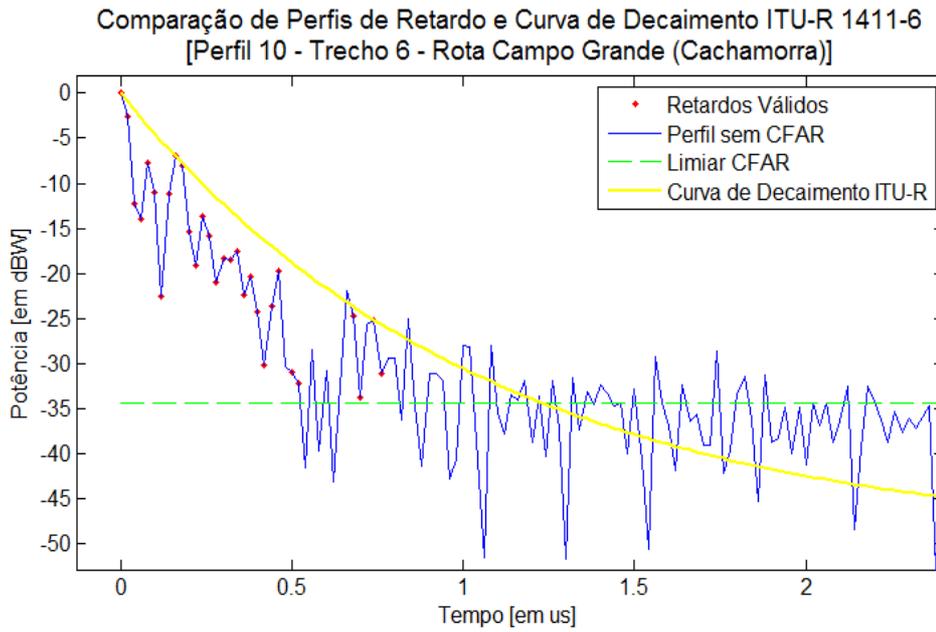


Figura 84: comparação do Perfil de Retardos com a curva de decaimento proposta pela recomendação ITU-R 1411-6.

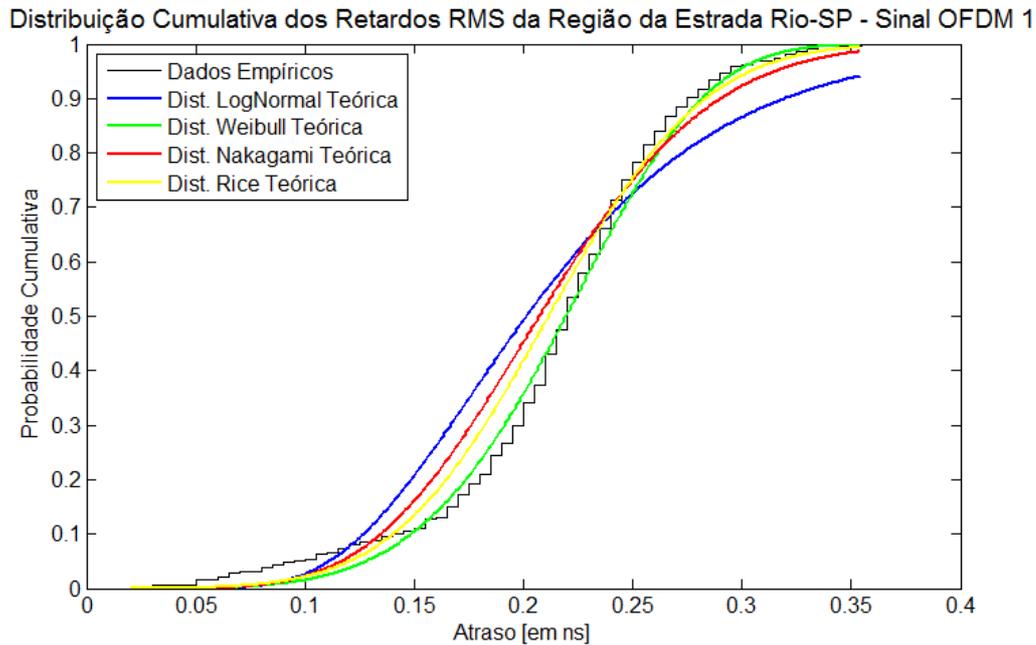


Figura 85: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Campo Grande (Rio-SP) para o sinal de teste OFDM 1 - LOS e NLOS

Distribuição Cumulativa dos Retardos RMS da Região da Cachamorra - Sinal OFDM 1

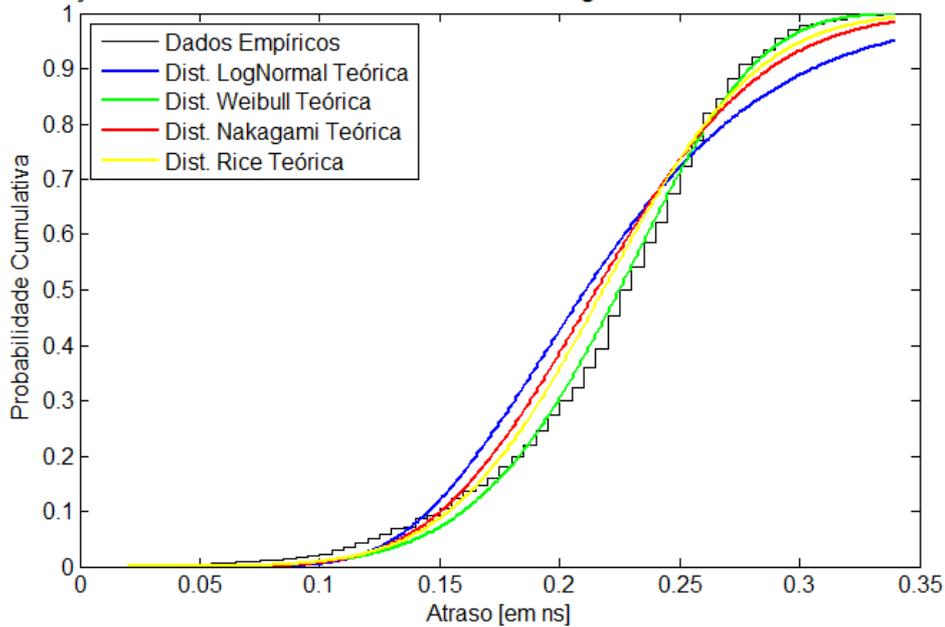


Figura 86: Distribuição cumulativa dos valores de retardo RMS dos perfis de retardo da Rota Campo Grande (Cachamorra) para o sinal de teste OFDM 1 - LOS e NLOS

A Tabela 21 apresenta para o ambiente suburbano os valores típicos de Espalhamento de Retardo RMS fornecidos pela recomendação ITU-R 1411-6 e os valores encontrados como resultados de Retardo RMS para 50% e 95% das curvas de distribuição cumulativa obtidas separadamente para LOS e NLOS.

Comparação dos Valores de Retardo RMS com Recomendação ITU-R 1411-6						
			ITU-R 1411-6		Rio-SP	Cachamorra
			3,7 GHz	5,2 GHz	2,5 GHz	2,5 GHz
Retardo RMS (ns)	LOS	50%	125	189	217	225
		95%	542	577	295	290

Tabela 21: Resultados de Retardo Médio e Retardo RMS em todas as rotas

5.3.4. Modelagem Estatística dos Parâmetros de Dispersão Temporal

a) Número de Componentes de Multipercurso

As Figuras 87 e 88 mostram os ajustes obtidos dos resultados empíricos com a distribuição de Poisson para o número de componentes de multipercurso que chegam no receptor nas rotas Campo Grande (Rio-SP) e Campo Grande (Cachamorra), respectivamente.

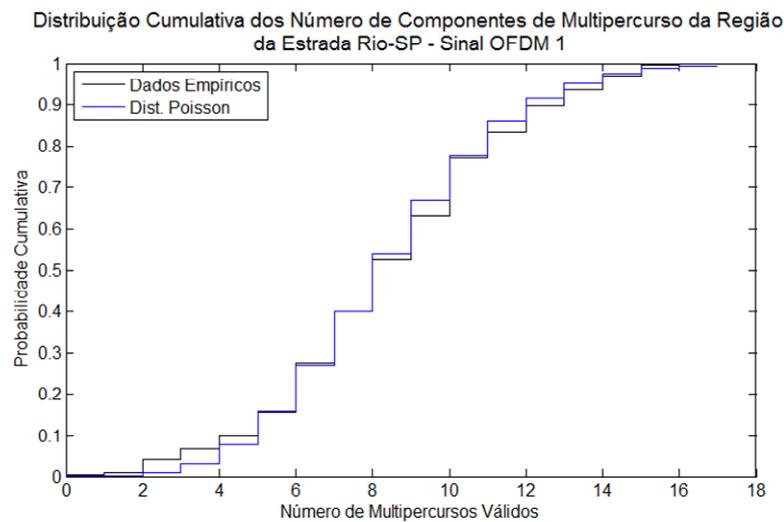


Figura 87: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Campo Grande (Rio-SP) para o sinal de teste OFDM 1

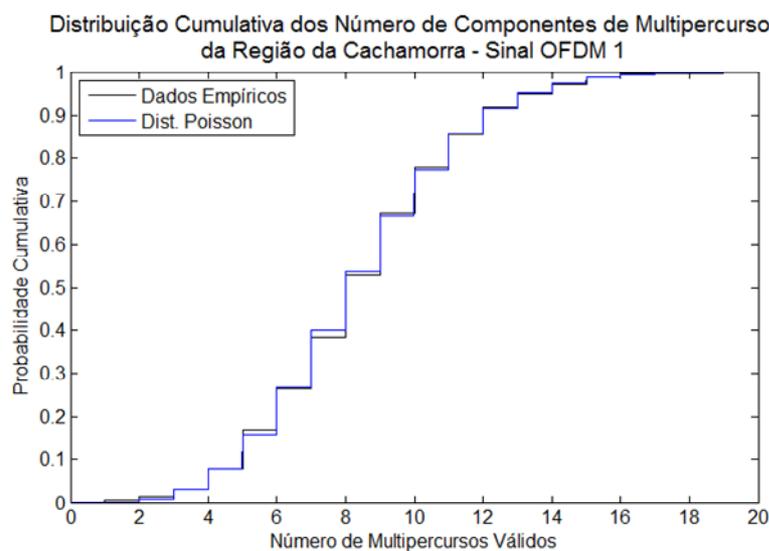


Figura 88: Ajuste do Número de Componentes de Multipercurso na Rota Campo Grande (Cachamorra) para o sinal de teste OFDM 1

b) Distribuição das Amplitudes Relativas

Da mesma forma como no ambiente urbano, para a análise estatística das distribuições de probabilidade cumulativa das amplitudes das componentes de multipercurso, foi necessário transformar o valor de potência em dBW para tensão normalizada em volts. As Figuras 89 a 90 mostram os gráficos com a distribuição cumulativa considerando os valores de potência em dBW e considerando os valores de tensão normalizada em volts.

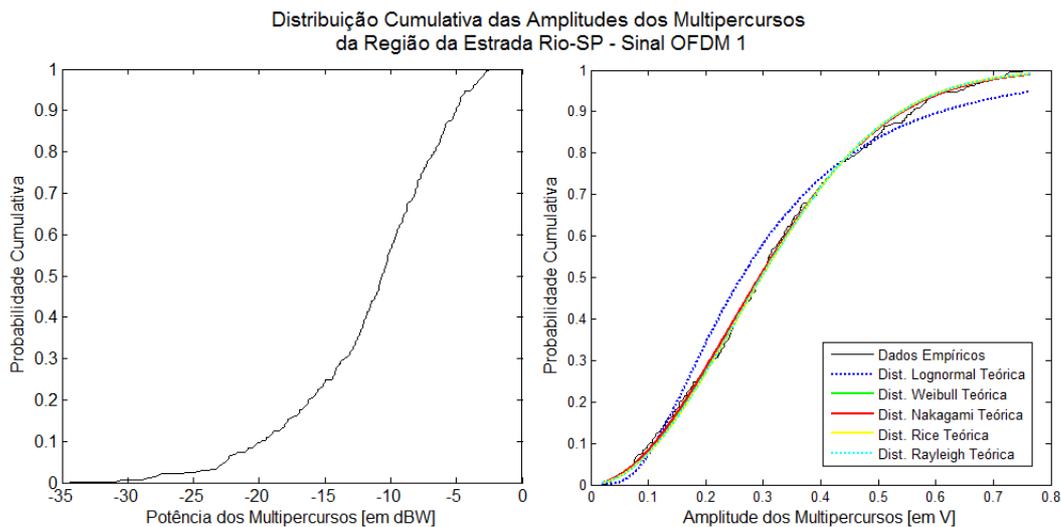


Figura 89: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Campo Grande (Rio-SP) para o sinal de teste OFDM 1

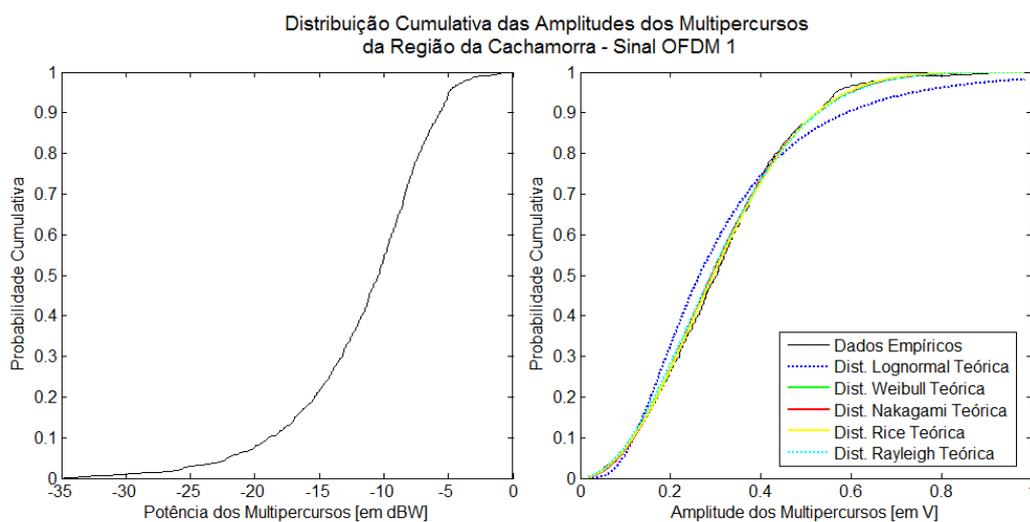


Figura 90: Distribuição cumulativa da amplitude das componentes de multipercurso na Rota Campo Grande (Cachamorra) para o sinal de teste OFDM 1

A Tabela 22 apresenta os parâmetros estimados para as duas rotas suburbanas. Pode-se observar a boa aderência das distribuições empíricas a distribuição de Rayleigh.

Análise das Curvas de Distribuição de Probabilidade Cumulativa das Amplitudes dos Multipercursos			
Distribuição/Parâmetros	Rota	Campo Grande Rio-SP	Campo Grande Cachamorra
LogNormal	(μ)	-1,3396	-1,3291
	(σ)	0,6601	0,6261
Weibull	(λ)	0,3537	0,3501
	(α)	1,9487	2,0716
Nakagami	(m)	0,9498	1,0534
	(Ω)	0,1265	0,1208
Rayleigh	(σ)	0,2515	0,2458
Rice	(s)	0,1169	0,1908
	(σ)	0,2375	0,2054

Tabela 22: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade das amplitudes das componentes de multipercurso em cada rota e para cada sinal de teste

6 Transmissão através de Edificações

Neste capítulo, serão apresentados os estudos e análises feitas acerca do mecanismo de penetração e transmissão do sinal através de edifícios que normalmente não é considerado nas ferramentas de predição determinísticas, tais como, traçados de raios e FDTD.

Os modelos determinísticos de predição geralmente consideram os edifícios como sendo completamente opacos para os sinais de rádio, ou seja, consideram que a quantidade de energia do sinal que atravessa toda a estrutura física do edifício, chegando do outro lado e atingindo o receptor, é desprezível.

No entanto, algumas pesquisas desenvolvidas [4, 44], mostram que o campo eletromagnético que atravessa os edifícios pode ser o mecanismo de propagação dominante em microcélulas urbanas em frequências de UHF. Para tanto este trabalho buscou elaborar um modelo de predição determinístico que leva em conta as etapas de perda de propagação desde a energia efetivamente irradiada pela antena até a sua captura no receptor móvel que percorre uma trajetória retilínea por de trás de edifícios, e comparar os resultados desse modelo com resultados experimentais obtidos de medições onde tentou-se reproduzir o mais fielmente possível uma ambiente microcelular. Esses resultados também serão comparados com outros estudos semelhantes encontrados na literatura.

6.1. Breve Histórico

Pesquisas sobre a influência dos campos eletromagnéticos que atravessam construções já são feitas há algum tempo. Podemos citar os trabalhos de Morinaga [45] em 1986, Haslet [46 47] em 1994, no âmbito do projeto europeu COST 231 e em diversos outros estudos. Os resultados destes trabalhos foram relevantes, mas não levaram a modelos de transmissão que podem ser diretamente incorporados nas ferramentas baseadas em traçado de raios para predição de propagação.

Em 1997, Rizk [48] observando que a maioria dos modelos de propagação determinísticos desenvolvidos para a predição de propagação em ambientes urbanos microcelulares tratavam os edifícios como opaco, desprezando as contribuições de campo eletromagnético transmitidos através da estrutura dos edifícios, e dando continuidade ao trabalho de Haslett, observou que, para algumas configurações particulares, os modelos de propagação existentes subestimavam de fato a intensidade de campo por detrás da primeira fileira de edifícios, ao comparar resultados de modelagem determinística com resultados experimentais em campanhas de medições feitas em oito cidades: Tampa (FL, USA), Manhattan (NY, USA), Bern, Fribourg (Switzerland), Rotterdam, The Hague (The Netherlands), Munich (Germany) and Rosslyn (VA, USA). Os resultados apontaram que, ao contrário da hipótese geralmente feita pelos modelos determinísticos, existia uma porção significativa de campo eletromagnético que atravessava os edifícios e chegavam ao receptor para frequências na faixa de UHF.

Alguns anos após as primeiras conclusões de Rizk [48], Jong e Herben [44], desenvolveram estudos considerando apenas um edifício no caminho entre o transmissor e o receptor. Os resultados constataram a existência de quantidade significativa de campo eletromagnético detrás do edifício na região considerada de sombra profunda. Os resultados mostraram que a transmissão através dos edifícios pode ser o modo dominante de propagação em pelo menos partes da área de cobertura.

Em 2001 Jong [49] desenvolveu um modelo de predição de perdas baseado em Ótica de Raios para a transmissão de ondas de rádio através dos edifícios, para os quais apenas as coordenadas exteriores e informações adicionais muito limitadas estão disponíveis. Com o objetivo de investigar o comportamento do campo eletromagnético em visada direta, difratado, e transmitido em diferentes regiões atrás de um único prédio, Jong fixou um transmissor de um lado da edificação, transmitiu um sinal centrado em 1,9 GHz com largura de banda de 180 MHz e aquisitou o sinal em vários pontos numa rota retilínea por detrás do prédio em estudo. Os resultados obtidos empiricamente foram comparados com os resultados obtidos pelo método determinístico da Ótica de Raios. Cada edifício foi caracterizado por uma constante de atenuação efetiva α_b e um modelo de predição considerando a transmissão no prédio foi elaborado [49, 50]. Segundo Jong, o

modelo de transmissão por ele desenvolvido poderia ser usado em conjunto com os convencionais modelos para a reflexão e raios óticos (externo) de difração com base na teoria uniforme da difração (UTD).

6.2. Modelo Empírico de Motley e Keenan

Na literatura é possível encontrar diversos modelos de propagação *indoor*. Dentre os mais utilizados, podemos citar: o modelo de Atenuação Linear [51], que considera a relação linear entre a distância e o índice de decaimento médio de potência, n ; o modelo ITU-R P.1238-1 [52], que apresenta uma dependência do tipo de ambiente e contabiliza a atenuação causada pelos pisos, mas não a causada pelas paredes e o modelo de Um Degrau [53] que é adaptável às características do ambiente com um princípio semelhante à aproximação feita pelo modelo da ITU. Este último não contabiliza explicitamente a existência de pisos ou de paredes. Ambos os obstáculos são expressos através do índice n .

Neste trabalho considerou-se o uso do modelo de COST 231 Motley e Keenan [54] pelo fato de ser considerado um modelo abrangente para predição da propagação das ondas eletromagnéticas em ambientes fechados [55,56] e de ser largamente utilizado para predição de redes 802.11 que operam na faixa de 2.4 GHz muito próxima da faixa utilizada neste trabalho.

O modelo de predição para ambientes *indoor* Motley-Keenan sugere que a perda média de propagação é resultado da perda em espaço-livre em função da distância somada as perdas relacionadas a transmissão nas paredes que compõem o ambiente fechado. Inicialmente, este método considerava somente paredes de um mesmo material, entretanto o mesmo foi ajustado de forma a considerar paredes de diferentes tipos e ainda considerar ambientes com mais de um andar, permitindo assim obter melhores resultados. A expressão matemática da perda total é dada por:

$$L_T = L_0 + 10n \log(d) + \sum_{i=1}^I k_{f,i} L_{f,i} + \sum_{j=1}^J k_{w,j} L_{w,j}$$

onde:

L_0 = perda no espaço livre a um metro da antena irradiante (dB)

d = distância percorrida pelo sinal (m)

n = expoente de perda de percurso

$L_{f,i}$ = perda de propagação do sinal através do piso i (dB)

$k_{f,i}$ = número de pisos do tipo i

$L_{w,j}$ = perda de propagação do sinal através da parede j (dB)

$k_{w,j}$ = número de paredes do tipo j

I = número de pisos atravessados pelo sinal

J = número de paredes atravessadas pelo sinal

Ao longo dos anos, bancos de dados com informações de perdas de propagação através de diversos tipos de materiais e para diversas faixas de frequências, vem sendo criados por estudos e pesquisas nas áreas de telecomunicações, entretanto, esses dados ainda estão muito aquém do que é necessário para a realização de cálculos determinísticos que envolvam perda de penetração ou de transmissão em edificações. Um trabalho criterioso de busca dados de perdas de transmissão na faixa de 2,5 GHz em materiais comuns na construção de edificações foi realizado, entretanto, apenas alguns resultados na faixa de 2,4 GHz foram encontrados em decorrência do padrão IEEE 802.11 trabalhar nesta faixa de frequências. As tabelas 23 e 24 apresentam valores de perda de penetração medidos (pelo *European COST 231*) para obstáculos mais comuns em ambientes fechados, para a frequência de 2.4 GHz [57].

A tabela 25 indica para a frequência de 2.4 GHz os valores de expoente de perda de percurso de propagação encontrados por Garg [58] para medidas em ambientes de escritório, considerando a transmissão com e sem linha de visada.

Obstáculo	Perda (dB)
Janela (tinta não metálica)	3
Janela (tinta metálica)	5 a 8
Parede fina(madeira)	5 a 8
Parede média (madeira)	10
Parede espessa (15 cm)	15 a 20
Parede muito espessa (30 cm)	20 a 25
Piso/Teto espesso	15 a 20
Piso/Teto muito espesso	20 a 25

Tabela 23: Perda Média de Penetração em Materiais

Obstáculo	Perda (dB)
Concreto espesso (sem janelas)	17
Vidraça	13
Parede com janela (valor exato depende da razão entre a área de janelas e de concreto)	13 a 17

Tabela 24: Perda Média de Penetração em Materiais

Ambiente	Frequencia	Visada	γ
Escritório	2.4	LOS	2.0
		NLOS	3.3

Tabela 25: Expoente de perda de percurso para ambientes *Indoor* [59]

6.3. Modelo determinístico para transmissão através de um prédio

Para calcular deterministicamente as perdas de propagação dos campos eletromagnéticos que atravessam um prédio, para uma posterior comparação com resultados medidos empiricamente, desenvolveu-se um método de cálculo que contempla quatro estágios do caminho percorrido pelo sinal desde o transmissor até o receptor localizado atrás do prédio, seguindo uma análise bidimensional e também considerando apenas um prédio de referência, tratativa semelhante a que foi feita em [50].

A Figura 91 tem o objetivo de ilustrar o ambiente de estudo. Resumidamente, este cenário contempla uma antena transmissora que fica de um lado da edificação e o receptor móvel do lado oposto da edificação percorrendo uma rota retilínea. O primeiro estágio de perda de percurso é representado na figura pela cor amarela e refere-se as perdas relativas à propagação do sinal desde o transmissor até a parede externa do edifício. O segundo estágio representa as perdas de penetração das paredes externas do prédio, tanto quando o sinal atravessa a parede externa do edifício, para dentro dele, como quando o sinal atravessa novamente a parede externa do edifício para fora dele. O terceiro estágio refere-se as perdas do sinal ao atravessar o interior do prédio e está representado na figura pela cor rósea. O último estágio refere-se as perdas relativas à propagação do sinal desde a parede externa do prédio até o receptor móvel.

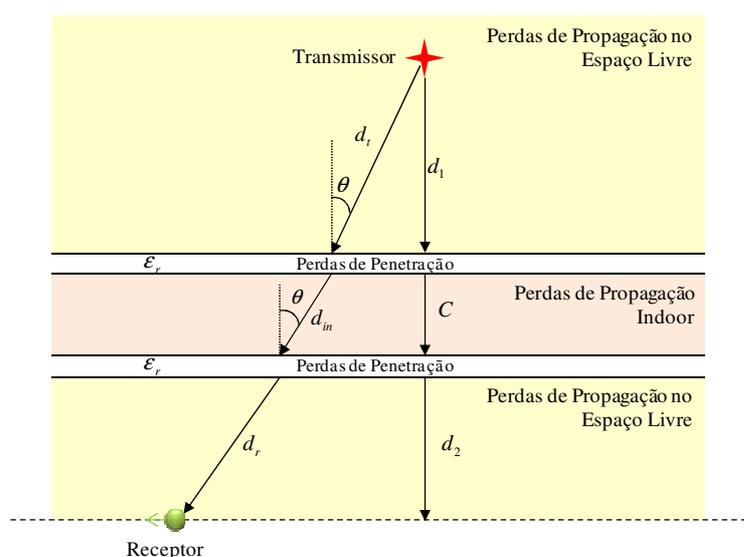


Figura 91: Cenário elaborado para modelagem de perda de transmissão em edificações

Com o objetivo único de avaliar a contribuição de potência transmitida do sinal atrás do prédio, sendo este o principal agente de atenuação, foi possível simplificar os cálculos, considerando o prédio infinitamente largo de forma a desconsiderar os efeitos de difração nos cantos do prédio e também infinitamente alto (como normalmente é feito na técnica de traçado de raios 2D) desconsiderando a propagação do sinal por cima do prédio. Foi considerado também que o sinal não mudará de direção dentro do prédio.

Pode-se observar na Figura 91, que foram considerados alguns parâmetros importantes para o desenvolvimento deste modelo. O ângulo de chegada, θ , refere-se ao ângulo com que o sinal atinge a superfície externa do prédio e é medido a partir da direção perpendicular ao prédio; a distância d_1 entre o transmissor e a superfície externa do prédio; o comprimento (espessura) C do prédio; a distância d_2 entre superfície externa do prédio e a linha paralela a superfície externa do prédio que o receptor móvel percorrerá; ϵ_r e μ que representam respectivamente a permissividade complexa e a permeabilidade relativa das paredes do prédio e os comprimentos dos trajetos percorridos pelo raio do sinal do transmissor até o prédio, no interior do prédio e do prédio até o receptor, todos na direção de propagação, que estão expressos respectivamente por d_t , d_{in} e d_r .

Para o cálculo da perda no espaço livre entre o transmissor e a parede externa do prédio (região amarela da Figura 91), será levado em conta a potência efetivamente irradiada pela antena (EIRP) e a distância entre o transmissor e cada ponto da parede externa do prédio na direção da propagação do sinal d_t , de acordo com o movimento do receptor. Além disso para o cálculo da potência que chega na parede externa do prédio, desconsiderou-se o ganho fornecido pela antena receptora e também o ganho da antena transmissora, pois este já foi considerado no cálculo da EIRP. Desta forma o cálculo destas perdas será dado pela expressão já bem conhecida de perda no espaço livre:

$$L_{EL1} = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r}$$

$$L_{EL1} = 20 \log_{10} \left[\frac{4\pi f d_t}{c} \right] = 32,44 + 20 \log d_t \text{ (km)} + 20 \log f \text{ (MHz)}$$

A mesma análise é feita para o cálculo do espaço livre entre a parede externa do prédio e o receptor.

Para o cálculo das perdas no interior da edificação, foi utilizado o modelo de COST 231 Motley e Keenan, já discutido no Capítulo 5, subitem 5.3.1. Neste caso foram desconsideradas as atenuações em pisos, pois as antenas de transmissão e recepção foram posicionadas em alturas inferiores à altura do primeiro andar dos prédios estudados. A perda no espaço livre a 1 metro da antena, imposta pelo modelos de Motley e Kennan, também será desconsiderada pelo fato de não estar sendo irradiado o sinal a partir de uma antena dentro do prédio. A expressão para perda de propagação *indoor* se resumirá a,

$$L_{indoor} = 10n \log(d_{in}) + \sum_{j=1}^J k_{w,j} L_{w,j}$$

O sinal ainda sofrerá atenuação ao atravessar as paredes externas no prédio. A modelagem dessas perdas foi realizada utilizando o coeficiente de transmissão de Fresnel.

Este parâmetro caracteriza a intensidade do sinal vindo de fora do edifício, que entra no edifício. A utilização deste parâmetro para modelar as perdas de penetração foi decidido porque o coeficiente de transmissão apresenta dependência com os parâmetros definidos e mostrados na Figura 91.

A partir de [59], o coeficiente de reflexão de Fresnel foi definido como se segue:

$$R_s = \frac{\text{sen}\phi - \sqrt{\varepsilon_r - \text{cos}^2\phi}}{\text{sen}\phi + \sqrt{\varepsilon_r - \text{cos}^2\phi}}$$

onde ϕ é o ângulo entre a superfície refletora e a direção de propagação do raio incidente ou refletido, e ε_r é a permissividade complexa relativa. Assumiu-se que a permeabilidade relativa, μ do obstáculo é igual a 1. O ângulo ϕ na definição de R_s pode ser relacionado com o ângulo de chegada θ definido anteriormente, ambos expressos em graus.

$$\theta = 90 - \phi$$

Dessa forma, a expressão de R_s , em função do ângulo de chegada é:

$$R_s = \frac{\cos\theta - \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2\theta}}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2\theta}}$$

O coeficiente de transmissão de Fresnel que pode ser definido a partir do coeficiente de reflexão, como segue:

$$T_s = R_s + 1$$

Então, a expressão completa para o coeficiente de transmissão de Fresnel é:

$$T_s = \frac{2\cos\theta}{\cos\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \text{sen}^2\theta}}$$

A permissividade relativa complexa ε_r utilizada nas equações acima é dada por:

$$\varepsilon_r = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega\varepsilon_0} = \varepsilon - j60\lambda\sigma$$

onde, ε_0 é a permissividade no vácuo, e σ a condutividade.

O valor de ε_0 é $8,854 \times 10^{-12}$ F/m. Normalmente, o produto $60\lambda\sigma$ será muito pequeno, de modo que pode ser desprezado. Fazendo isso, a permissividade complexa relativa será:

$$\varepsilon_r = \varepsilon$$

Segundo [60] o valor de ε_r para a parede de tijolos é de 4,44 e segundo [62] ε_r varia de 4 a 10 para o concreto seco.

A Tabela 26 mostra valores de ε_r para alguns tipos de materiais. A dependência da perda de penetração com o coeficiente de transmissão de Fresnel é dada por,

$$L_p = \frac{1}{T_s^2}$$

e em decibéis por,

$$L_p = -20 \log T_s$$

Material	ε_r
Parede de Tijolos	4,44
Vidro	4,5 a 10
Areia	20
Madeira Seca	1,5 a 4
Aço	1
Concreto Seco	4 a 10

Tabela 26: Permissividade Relativa de Materiais Comuns em Construção de Prédios e Interiores (adaptado de [60, 61, 62 e 63])

O modelo desenvolvido para o cálculo determinístico da potência do sinal atrás do prédio fica representado então pela seguinte expressão:

$$L_{Total} = L_{EL_{1,2}} + L_{indoor} + 2L_p$$

$$L_{Total} = 32.44 + 20 \log \left[\frac{d_r + d_t}{T_s^2} \cdot d_{in}^{n/2} \right] + 20 \log f + \sum_{j=1}^J k_{w,j} L_{w,j}$$

onde:

d_t é a distância percorrida pelo sinal desde o transmissor até a parede externa do prédio;

d_r é a distância percorrida pelo sinal da parede externa do prédio até o receptor móvel;

d_{in} é a distância percorrida pelo sinal dentro do prédio;

n é o expoente de perda de percurso;

f é a frequência de operação;

j é o número de paredes atravessadas pelo sinal dentro do prédio;

$L_{w,j}$ = perda de propagação do sinal através da parede j (dB)

$k_{w,j}$ = número de paredes do tipo j

Foram realizadas 10 campanhas de medições em 10 prédios com características diferente e em diferentes localidades da cidade do Rio de Janeiro. Este modelo de predição determinística das perdas geradas quando o sinal atravessa um edifício foi aplicado a cada um desses prédios e os resultados empíricos e determinísticos foram comparados.

6.3.1. Coeficiente de Atenuação no Prédio α_b

As perdas de transmissão nas edificações foram quantificadas por um coeficiente de atenuação em decibéis por metro (dB/m), representado pela constante α_b da mesma forma com foi feito em [50]. Esse parâmetro servirá para comparações entre os diferentes tipos de edificações e ainda para comparação com os valores encontrados por [50] na faixa de 1.9 GHz.

Para a determinação determinística deste coeficiente de atenuação do sinal em cada prédio serão consideradas apenas as etapas de perda de penetração e perdas de propagação indoor do modelo determinístico descrito no subitem 6.3. Para a obtenção do coeficiente de atenuação a partir dos resultados das campanhas de medições o cálculo será feito da seguinte forma:

$$\alpha_b = \frac{EIRP - RSL - L_{EL1} - L_{EL2}}{C}$$

onde:

$EIRP$ é a Potência Efetivamente Irradiada pela Antena Transmissora em dBm.

L_{EL1} e L_{EL2} são respectivamente as perdas no espaço livre entre o transmissor e o prédio e entre o prédio e o receptor, ambas em dB.

C é o comprimento do prédio em metros.

RSL é a potência recebida efetivamente no receptor calculada por:

$$RSL = P_R - G_{Rx} + L_{cabos} - G_{LNA}$$

onde:

P_R é a Potência Recebida no Analisador de Sinais em dBm

G_{Rx} é o Ganho da Antena de Recepção dBi

L_{cabos} são as perdas nos cabos em dB

G_{LNA} é o Ganho do LNA

7 Campanhas de medições de Transmissão em Prédios

Neste Capítulo serão descritas as campanhas de medições realizadas para avaliar o comportamento do campo eletromagnético transmitido em prédios/edifícios e para comparação dos resultados práticos com os do modelo de predição proposto no capítulo anterior. Ao todo foram realizadas 10 campanhas de medições sendo 2 no campus da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2 no bairro de São Conrado, 2 no bairro do Recreio dos Bandeirantes e 4 no Instituto Nacional de Metrologia em Xerém.

7.1. Ambiente, Estrutura e Metodologia das Medições

Para a realização das medições de transmissão em edificações optou-se em utilizar os mesmos *setups* de transmissão e recepção utilizados na fase 2 das campanhas de medições para caracterização do canal em banda larga, trabalhando com o analisador de sinais MS2962A da Anritsu. Além disso o sinal de testes que foi utilizado para esses experimentos foi o sinal OFDM 1. Todas as informações técnicas pertinentes aos *setup* de medições já estão dispostas nas Figuras 15, 16, 17 18 e 19 e Tabelas 5 e 6.

Para a captura dos dados os *setup* de medições tiveram que ser montados na para cada edificação. Em cada medição, o *setup* de transmissão foi fixado de um lado do prédio, a uma altura de 3 metros (altura típica em ambientes microcelulares) e o receptor móvel percorreu uma trajetória retilínea paralela por detrás do prédio, exatamente como mostrado na Figura 91.

O sinal OFDM 1 transmitido através da edificação foi capturado a cada segundo pelo sistema de recepção embarcado na unidade móvel do INCT-CSF que se deslocava com velocidade média constante de 8 km/h.

Os 10 prédios avaliados nas campanhas de medições são apresentados nas Figuras 92 e 93.



(a)



(b)



(c)



(d)



(e)



(f)



(g)



(h)

Figura 92: Edifícios avaliados durante as campanhas de medições



Figura 93: Edifícios avaliados durante as campanhas de medições

A Figura 92(a) mostra o Escritório - PUC-Rio, que a partir de agora será identificado como PRÉDIO 1, fica localizado entre a vilinha e o estacionamento do campus universitário, possui outros prédios e muitas árvores ao seu redor. A antena transmissora foi posicionada da rua da vilinha e o receptor no estacionamento. Foi verificado a existência de duas paredes internas feitas de tijolos.

A Figura 92(b) mostra o Ginásio Poliesportivo da PUC-Rio que a partir de agora será identificado como PRÉDIO 2, fica localizado dentro do estacionamento do campus e fica cercado por muros de tijolos. Nesse a rota feita pela antena receptora passou entre o ginásio e os muros que o cercavam propiciando uma maior incidência de multipercursos curtos. O ginásio, justamente por não ser uma construção residencial ou comercial, dentre os prédios avaliados é o que possui características mais incomuns, como não haver paredes em seu interior e de possuir fachadas frontal e traseira de cimento seco com cerva de 40 centímetros de espessura.

As Figuras 92(c) e 92(d) mostram os Condomínios Praia Guinle e Rive Droit no bairro de São Conrado no Rio de Janeiro, que a partir de agora serão identificados como PRÉDIOS 3 e 4 respectivamente, possuem 12 e 10 andares respectivamente, e ficam em frente a praia de São Conrado. A antena transmissora foi posicionada no calçadão da orla e o receptor se deslocou pela estrada Lagoa-Barra. Ambiente de pouca vegetação e com obstáculos muito distantes por detrás dos prédios. Foi estimado que estes prédios tinham cerca de 10 paredes de tijolos separando as dependências dos apartamentos, corredores e demais dependências

do edifício. As Figuras 92(e) e 92(f) mostram os Condomínios Enseada do Mar e Ipiranga, que a partir de agora serão identificados como PRÉDIO 5 e 6, respectivamente, no bairro do Recreio dos Bandeirantes, prédios de 4 andares que ficam em frente a praia do Recreio. A antena transmissora foi montada no calçadão da orla e o receptor percorreu a rua Presidente Nereu Ramos paralela a orla da praia. Foi estimado que estes edifícios tinham cerca de 5 paredes de tijolos separando as dependências dos apartamentos, corredores e demais dependências do edifício.

As figuras 92(g), 92(h), 93(a) e 93(b), mostra respectivamente os prédios da Diretoria de Metrologia Legal, da Engenharia, da ASMETRO e da Incubadora de Empresas que ficam todos dentro do Instituto Nacional de Metrologia -INMETRO no município de Xerém, estado do Rio de Janeiro. A partir de agora estes prédios serão identificados como PRÉDIO 7, 8, 9 e 10, respectivamente. Devido a proximidade dos prédios, todos estavam sob as mesmas condições de ambientes, que pode ser descrito como plano, com muita vegetação e sem corredores de edificações nem a frente nem atrás dos prédios. Estimou-se que existiam 2 paredes de tijolos dentro de cada prédio. A Tabela 27 reúne as principais características desses prédios e o posicionamento de antenas transmissoras.

Prédios	Posição da Antena		Comprimento do Prédio (C) em metros	Distância em metros (conforme Figura 62)		Número de Paredes ¹	Tipos de Paredes ²
	Latitude (decimal)	Longitude (decimal)		(d ₁)	(d ₂)		
Prédio 1	-22.97849	-43.23165	21	12	12	2	Tijolos
Prédio 2	-22.97761	-43.23182	37	10	5	0	-
Prédio 3	-23.00050	-43.27090	46	50	22	10	Tijolos
Prédio 4	-23.00072	-43.27158	35	46	84	10	Tijolos
Prédio 5	-23.02836	-43.46634	29	61	15	5	Tijolos
Prédio 6	-23.02873	-43.46696	31	58	12	5	Tijolos
Prédio 7	-22.59322	-43.28686	37	21	28	2	Tijolos
Prédio 8	-22.59360	-43.28916	28	17	31	2	Tijolos
Prédio 9	-22.59499	-43.28939	13	11	21	1	Tijolos
Prédio 10	-22.59590	-43.28956	20	11	10	2	Tijolos

1. Refere-se ao número de paredes que são atravessadas pelo sinal transmitido

2. Refere-se a diferentes tipos de materias que as paredes podem ser feitas (Tijolos, Madeira, Divisórias, etc);

Tabela 27: Parâmetros e Características dos Prédios

7.2. Resultados obtidos

Após o processamento dos dados capturados durante as medições, foi possível calcular a perda média do sinal ao atravessar cada prédio, com a simples subtração da potência recebida da potência transmitida e descontando a perda no espaço livre.

Parâmetros e Características dos Prédios		Prédio 1
Posição da Antena Transmissora	Latitude (decimal)	-22.9785
	Longitude (decimal)	-43.2317
Comprimento do Prédio (C) em metros		21
Distância (d ₁) em metros (conforme Figura XXX)		12
Distância (d ₂) em metros (conforme Figura XXX)		12
Número de paredes de diferentes tipos		2
Tipos de paredes dentro da construção		bricks
α_b (dB/m)	Empírico	2.0443
	Modelo	2.2449
	Erro RMS [dB]	0.2007

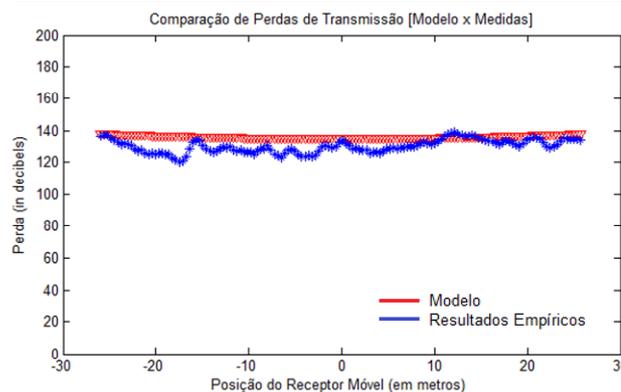


Figura 94: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 1

Os resultados do modelos estão significativamente ajustados com os resultados empíricos. Os valores da atenuação do prédio representado por α_b (em dB/m) empírico está de acordo com outros resultados da literatura e o valor de α_b previsto pelo modelo apresenta erro RMS pequeno o que ratifica ainda mais o bom resultado do modelo adotado.

Os resultados dos demais prédios podem ser vistos nas Figuras 95 a 99.

Parâmetros e Características dos Prédios		Prédio 2
Posição da Antena Transmissora	Latitude (decimal)	-22.9776
	Longitude (decimal)	-43.2318
Comprimento do Prédio (C) em metros		37
Distância (d_1) em metros (conforme Figura 62)		10
Distância (d_2) em metros (conforme Figura 62)		5
Número de paredes de diferentes tipos		0
Tipos de paredes dentro da construção		-
α_b (dB/m)	Empírico	0.7634
	Modelo	0.9646
	Erro RMS [dB]	0.2011

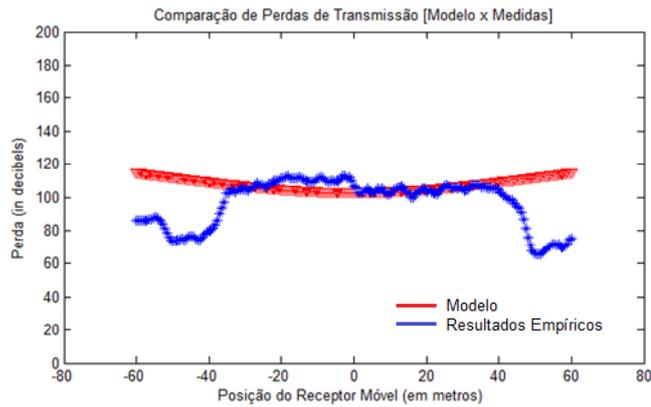


Figura 95: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 2

Parâmetros e Características dos Prédios		Prédio 3
Posição da Antena Transmissora	Latitude (decimal)	-23.0005
	Longitude (decimal)	-43.2709
Comprimento do Prédio (C) em metros		46
Distância (d_1) em metros (conforme Figura 62)		50
Distância (d_2) em metros (conforme Figura 62)		22
Número de paredes de diferentes tipos		2
Tipos de paredes dentro da construção		bricks
α_b (dB/m)	Empírico	1.1935
	Modelo	1.502
	Erro RMS [dB]	0.3084

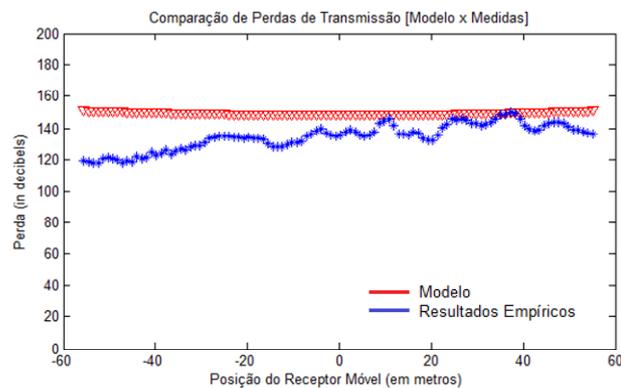


Figura 96: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 3

Parâmetros e Características dos Prédios		Prédio 4
Posição da Antena Transmissora	Latitude (decimal)	-23.0007
	Longitude (decimal)	-43.2716
Comprimento do Prédio (C) em metros		35
Distância (d ₁) em metros (conforme Figura 62)		46
Distância (d ₂) em metros (conforme Figura 62)		84
Número de paredes de diferentes tipos		2
Tipos de paredes dentro da construção		bricks
α_b (dB/m)	Empírico	1.9257
	Modelo	1.9276
	Erro RMS [dB]	0.0019

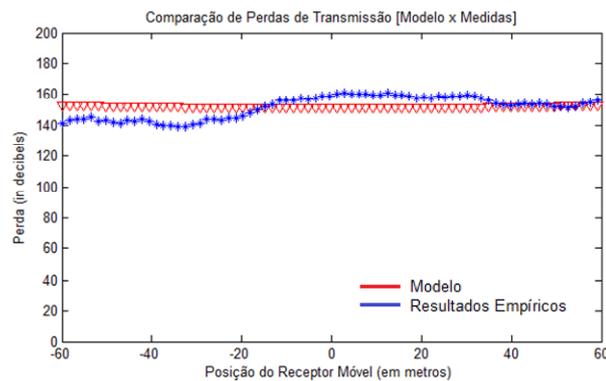


Figura 97: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 4

Parâmetros e Características dos Prédios		Prédio 5
Posição da Antena Transmissora	Latitude (decimal)	-23.0284
	Longitude (decimal)	-43.4663
Comprimento do Prédio (C) em metros		29
Distância (d ₁) em metros (conforme Figura 62)		61
Distância (d ₂) em metros (conforme Figura 62)		15
Número de paredes de diferentes tipos		2
Tipos de paredes dentro da construção		bricks
α_b (dB/m)	Empírico	1.1230
	Modelo	1.2714
	Erro RMS [dB]	0.1484

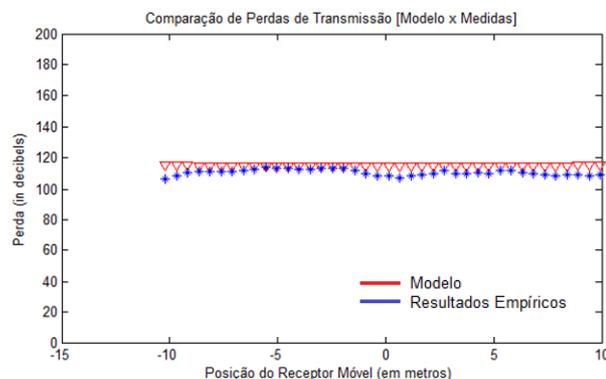


Figura 98: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 5

Parâmetros e Características dos Prédios		Prédio 6
Posição da Antena Transmissora	Latitude (decimal)	-23.0287
	Longitude (decimal)	-43.467
Comprimento do Prédio (C) em metros		31
Distância (d ₁) em metros (conforme Figura 62)		58
Distância (d ₂) em metros (conforme Figura 62)		12
Número de paredes de diferentes tipos		-
Tipos de paredes dentro da construção		-
α_b (dB/m)	Empírico	1.5153
	Modelo	1.2034
	Erro RMS [dB]	0.3119

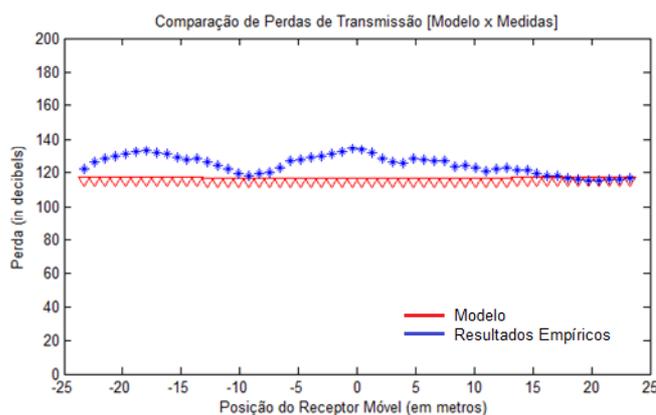


Figura 99: Resultados e Comparação entre Modelo Determinístico e Dados Empíricos - PRÉDIO 6

A Tabela 28 resume todos os resultados encontrados e o erro RMS entre os resultados empíricos de α_b e gerados pelo modelo

Prédios	α_b (dB/m)		Erro RMS [dB]
	Empírico	Modelo	
Ponto 1	2.0443	2.2449	0.2007
Ponto 2	0.7634	0.9646	0.2011
Ponto 3	1.1935	1.502	0.3084
Ponto 4	1.9257	1.9276	0.0019
Ponto 5	1.1230	1.2714	0.1484
Ponto 6	1.5153	1.2034	0.3119
Ponto 7	0.9953	1.0195	0.0242
Ponto 8	1.0362	1.2622	0.226
Ponto 9	1.9093	2.2766	0.3673
Ponto 10	1.3735	1.6127	0.2392

Tabela 28: Comparação de valores de coeficiente de atenuação

Havia a preocupação importante no cálculo a atenuação no prédio a respeito do efeito do multipercurso entrando na antena de recepção. Por essa razão o *setup* de recepção era idêntico ao da fase 2 das campanhas de medição de caracterização banda larga, apresentados nos capítulos 4 e 5, pois com uma sonda banda larga seria possível separar as várias componentes direta, refletidas e difratadas, com base em seus atrasos de propagação. O campo recebido é composto de múltiplas ondas de propagação em torno do prédio através de reflexão, de difração e espalhamento em torno de objetos e uma contribuição devido à transmissão através do prédio.

A Figura 100 mostra as potências da primeira componente que chega ao receptor e das componentes atrasadas. Fica evidenciado que a primeira componente tem maior potência que as demais e que a intensidade de potência em dB na região de transmissão é significativa, representado pela cor escura.

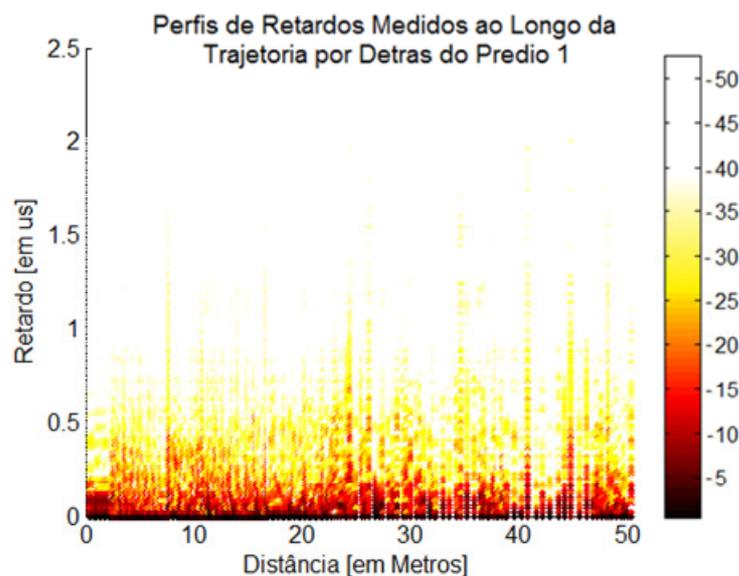


Figura 100: Perfil de Retardos de Potência do Sinal recebido atrás do Prédio 1

Com o objetivo de avaliar se as primeiras componentes seriam realmente àquelas transmitidas através das edificações, traçou-se as curvas de distribuição de probabilidade cumulativa das potências médias do sinal recebido em cada ponto do trajeto feito atrás do edifício e traçou-se a mesma curva de distribuição de probabilidade cumulativa para as amplitudes da primeira componente do perfil de retardos de cada ponto do trajeto atrás do edifício. A figura 101 apresenta as duas

curvas de probabilidade cumulativa do prédio 1, traçadas lado a lado. Pode-se notar que as curvas são equivalentes com uma pequena diferença no valor da potência, o que justificado pela natureza do cálculo de cada uma das potências.

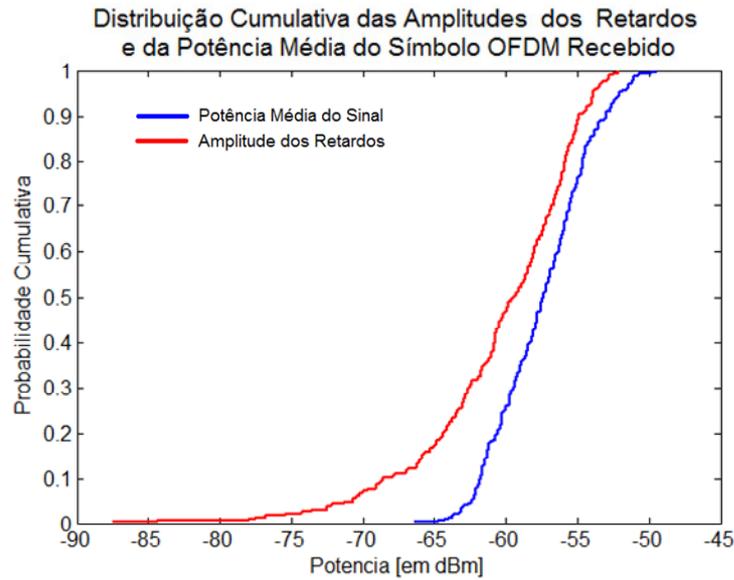


Figura 101: Curvas de Probabilidade Cumulativa

8 Conclusão

O presente trabalho teve como principais objetivos a caracterização dos canais urbano e suburbano em banda estreita e banda larga na faixa de 2,5 GHz e a análise e modelagem da perda de potência do sinal quando este atravessa edificações características de zonas urbanizadas.

Para a obtenção dos dados relativos aos canais e ambientes estudados, foram realizadas 3 fases de medições onde, aprendizados e acertos operacionais, mais de 27 campanhas de medições foram realizadas em diferentes ambientes e mais 11 campanhas para a obtenção dos dados de perda de transmissão em edificações. Obteve-se uma vasta experiência com trabalhos de campo, que incluem fases de planejamento, montagem de *setups* e as medições propriamente ditas, que estão detalhadas no texto.

As medições para a caracterização dos canais urbano e suburbano foram realizadas nos bairros da Gávea, do Leblon, de Campo Grande e no entorno da Lagoa Rodrigo de Freitas. Nestas regiões, tanto na análise banda estreita como na análise banda larga, foi importante separar os pontos onde o sinal foi recebido com e sem visada direta para o transmissor.

As medições referentes ao estudo da perda de transmissão em edificações foram realizadas no campus da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, no campus do Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO) e nos bairros de São Conrado e Recreio dos Bandeirantes.

Medições em Banda Estreita

Os resultados em banda estreita mostraram fatores de atenuação iguais a, aproximadamente, 5 para a região do Leblon, 3,1 para a Gávea, 2,8 para Campo Grande e 2,3 para a região do entorno da Lagoa. Observou-se ainda, que os modelos semi-empíricos encontrados na literatura para regiões urbanas superestimaram os resultados de perda média de propagação medidos para distâncias acima de 1 km. Na região suburbana os modelos aderiram bem as dados

das medições, principalmente o modelo COST-231. Conclui-se que na região urbana (quando sendo considerados os três bairros conjuntamente) a perda de propagação tendeu a saturar para distâncias entre transmissor e receptor acima de 1 km, o que não é comum. Esse comportamento ocorre pelo fato de existir a lagoa Rodrigo de Freitas cujo espelho d'água favorece a chegada do sinal no receptor do outro lado da lagoa, que fica a distâncias entre 3 e 3,5 km do transmissor, com alto valor de potência. Além disso, o transmissor localizado no terraço do prédio do Decanato do Centro Tecnológico do Campus da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, ficou posicionado em frente às avenidas Padre Leonel França e Mario Ribeiro, que juntas formam um corredor para a passagem do sinal onde a atenuação é apenas a do espaço livre, fugindo das características de muitas regiões urbanizadas. Por essa razão, pode-se perceber que o valor do expoente de perda de percurso para a região da Lagoa ficou muito próximo a do espaço livre e inferior a expoente de perda de percurso da região suburbana.

Ainda em relação aos resultados em banda estreita, o desvanecimento em larga escala, tanto nas regiões urbana quanto na suburbana, comportou-se estatisticamente como uma distribuição lognormal, o que já era esperado. Outras características já esperadas e que foram confirmadas após a análise estatística dos dados em banda estreita foi o comportamento das regiões onde o sinal chegava ao receptor com e sem visada para o transmissor.

Os gráficos das funções de densidade de probabilidade gerados com as medições feitas nos trechos 1, 3, 4 e 12, da região urbana e os trechos 2, 3, 4 e 6 da região suburbana, mostram um melhor ajuste a distribuição de Rice quando comparado a uma distribuição Rayleigh, o que caracteriza um ambiente com predominância de visada direta. As quantificações percentuais dos desvios e os valores menores de erro médio quadrático mostrados nas figuras de cada trecho também ratificam essa conclusão.

Os trechos 5, 7, 10 e 13 da região urbana e 1, 5 e 7 da região suburbana que estão em situação NLOS, possuem funções de densidade de probabilidade com distribuição de Rayleigh, que caracteriza um ambiente sem linha de visada. As distribuições de Weibull e Nakagami em quase todos os casos, se alternaram, como aquelas que tiveram um maior aderência aos dados empíricos.

Medições em Banda Larga

Foram utilizados dois tipos de sinais de teste OFDM nas campanhas de medições em banda larga, sendo que para o primeiro sinal OFDM a obtenção dos perfis de retardo era realizada com base na autocorrelação do sinal de saída do canal e para o segundo sinal OFDM era realizada uma correlação cruzada entre os sinais de entrada e saída do canal para a obtenção do perfil de retardos. Foi importante observar que, apesar de terem sido utilizados sinais de testes diferentes e diferentes formas de determinação dos perfis de potência de retardo, os resultados foram concordantes em todas as situações e em todos os bairros.

Os resultados de retardo RMS em ambiente urbano, representado pelos bairros da Gávea, entorno da Lagoa e Leblon foram da ordem de 0,25 μ s, e os resultados para o ambiente suburbano foram da ordem de 0,22 μ s, ambos condizentes com outros resultados encontrados na literatura em regiões de características semelhantes.

Uma vantagem encontrada nas técnicas de sondagem propostas utilizando os dois sinais de teste OFDM 1 é o baixo desvio padrão entre os resultados de retardo médio e retardo RMS. Em contrapartida, não foi possível a recuperação do sinal em todos os pontos da rota e em alguns dos trechos escolhidos, nem sequer houve pontos suficientes para a determinação dos valores de retardo médio e retardo RMS. Estes foram os casos dos trechos Gávea I, no caso do sinal OFDM tipo 1 e trechos Gávea II e V e Leblon I para o sinal OFDM tipo 2.

Os resultados obtidos foram concordantes com os sugeridos na recomendação ITU-R 1411-6. As características estatísticas dos perfis de retardo também estão de acordo com o esperado. A distribuição cumulativa dos retardos RMS, em todos os casos comportou-se como uma distribuição de Weibull. A distribuição cumulativa do número de componentes de multipercurso que chegam no receptor tanto na rota urbana quanto na suburbana se ajustaram bem a uma distribuição de Poisson e a distribuição cumulativa das amplitudes relativas dos Retardos RMS apresentaram comportamento tipo Rayleigh, o que está de acordo com o especificado na recomendação ITU-R 1411-6.

Medições da Perda de Transmissão em Edificações

Os resultados da investigação das contribuições do campo eletromagnético transmitido através de edifícios com características diferentes, para um sistema de

comunicação móvel operando na faixa de 2.5 GHz, mostram que a componente do sinal que atravessa as construções possui significativa potência, apesar da alta frequência, o que ratifica a importância desse mecanismo de propagação ser considerado nos cálculos de predição em ambientes urbanizados.

Os valores de perda de transmissão em edifícios podem ser caracterizados por um coeficiente de atenuação em dB/m, que depende da estrutura física de cada edifício. Os resultados do modelo proposto estão consistentes com os resultados empíricos e sua utilização pode ser útil na predição de cobertura. O modelo de predição, incluindo o coeficiente de atenuação, pode ser estimado com a informação mínima de cada edifício.

Para o estabelecimento final de um modelo para o uso prático, será necessário realizar medições em um número maior de edifícios, para além de separar e classificar os diversos tipos de construções em categorias, validar um comportamento semelhante em edifícios com as mesmas características. O modelo também deve levar em conta a altura da antena transmissora, que deverá estar sempre acima do nível do primeiro andar de cada prédio e buscar realizar medições com a antena transmissora mais próxima possível do edifício de tal maneira a reduzir ao máximo a influência das componentes do sinal refletidas e difratadas que chegam no receptor.

Sugestões para trabalhos futuros

Como sugestão para trabalhos futuros propõe-se:

- i. Desenvolvimento de modelagem específica de perda de propagação para as regiões urbana e suburbana a partir da base de dados obtida com este trabalho;
- ii. A realização de um maior número de medições da perda de transmissão através de edifícios, para validar o modelo proposto em outras condições, obter coeficientes de transmissão em outros tipos de edificação e avaliar o efeito da diferença de alturas entre as antenas transmissora e receptora;
- iii. A realização de medições e modelagem semelhantes a todas aquelas realizadas neste trabalho em outras faixas de frequência de interesse;
- iv. A comparação dos resultados obtidos com aqueles que podem ser gerados por técnicas numéricas como o traçado de raios.
- vi. Realização de caracterização banda larga na faixa de 2,5 GHz em ambientes com predominância de vegetação.

Referências Bibliográficas

- 1 RON, C.V.R. **Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na faixa de 3,5GHz em Ambiente Urbano**, 2009. 159p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2009.
- 2 MATOS, L. J. **Influência da vegetação na dispersão dos sinais radiomóveis**. Rio de Janeiro, 2005. 215p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2005.
- 3 SILVA, R.M.L. **Caracterização de Canal em 3,5 GHz usando Técnicas de Sondagem STGCC e OFDM**. Rio de Janeiro, 2012. 125p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2012.
- 4 JONG, Y.L.C. High-resolution time delay/angle-of-arrival measurements in microcellular environments. **Final Report Internship at Swisscom Corp.Technol.** June-Oct. 1998
- 5 HAYKIN, S. **Sistemas de Comunicações Analógicas e Digitais**, 4 ed. ARTMED Editora, São Paulo, pag. 556, 2007.
- 6 SAMPLEI, S. **Applications of Digital Wireless Technologies to Global Wireless Communications**. New Jersey: Prentice Hall PTR, p.16, 1997.
- 7 Parsons, J.D. **The Mobile Radio Propagation Channel**, 2.ed. New York: John Wiley and Sons LTD, 2000.
- 8 AFRIC, W.; ZOVKO-CIHLAR, B.; GRGIC, S. Methodology of Path Loss Calculation using Measurement Results. **IEEE Transactions on Communications**, v. 50, p. 495-502, mar 2007

- 9 OKUMURA, Y. **Field Strength and its Variability in VHF and UHF Land-Mobile Radio Service**. Rev. Elec. Comm. Lab. No.9-10pp. 825 - 873, 1968.
- 10 COST-231, **Digital mobile radio towards future generation systems**, Final Report - COST Telecom Secretariat - European Comission, 1999.
- 11 IKEGAMI, F.; YOSHIDA, S.; TAKEUCHI, T.; UMEHIRA, M. Propagation factors controlling mean signal strength on urban streets. **IEEE Transactions on Antennas Propagation**, Vol. 32, No. 8, 1984.
- 12 WALFISH, J.; BERTONI, H. A theoretical model of uhf propagation in urban environments," **IEEE Transactions on Antennas Propagation**, Vol. 36, No. 12, 1988.
- 13 XIA, H. An analytical model for predicting path loss in urban and suburban environments. **IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications**, Proceedings of PIMRC'96-10th, 1996.
- 14 COST-231, **Digital mobile radio towards future generation systems**, Final Report - COST Telecom Secretariat - European Comission, 1999.
- 15 ERCEG, V. et al., **Channel models for fixed wireless applications**, IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group, 2001.
- 16 IEEE 802.16. **Channel models for fixed wireless applications**. IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group <<http://ieee802.org/16>>, 2003.
- 17 ITU-R. **Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz**. Recommendation ITU-R P.1411-3, 2005.

- 18 ITU-R. **Method for point-to-area predictions for terrestrial services in the frequency range 30 MHz to 3000 MHz**. Recommendation ITU-R P.1546-3, 2007.
- 19 BELLO, P. A. Characterization of randomy time-variant linear channels. **IEEE Transactions on Antennas Propagation**, CS11, 360-93, 1963.
- 20 SALEH, A. M.; VALENZUELA, R. A. A statistical model for indoor multipath propagation. **IEEE Journal on Selected Areas of Communications**. v. 5, p 128-137, feb. 1987.
- 21 NAKAGAMI, M. **The m-Distribution - A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading**. Statistical Methods in Radio Wave Propagation, pp. 3–36, 1960. 64
- 22 YACOUB, M. D.; BAUTISTA, J. E.; GUEDES, L. G. On Higher Order Statistics Of The Nakagami-m Distribution. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**. Vol. 48, no. 3, pp. 790–794, Maio 1999.
- 23 WEIBULL, E. H. W. **A statistical theory of the strength of materials**. Royal Swedish Institute for Engineering Research, vol. 151, 1939.
- 24 RAYLEIGH, J. W. S. Philosophical Magazine and Journal of Science, vol. 73, no. 10, 1880.
- 25 RICE, S. O. **Mathematical analysis of random noise**. Bell System Technical Journal, vol. 23, pp. 282–332, July 1944.
- 26 TEZA, W. T. D. **Caracterização de Canal Radio Móvel em Ambientes Suburbanos Geograficamente Acidentados na faixa de 5,8GHz**. Rio de Janeiro, 2012. 166p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2012.
- 27 PAHLAVAN, K.; GANESH, R.; HOTALING, T. **Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz**. Electronic Letters, v. 25, n. 3, p. 225-227, fev. 1989.

- 28 SOUZA, C. F. **Análise da dispersão temporal de canais de banda ultralarga (UWB) através de medidas realizadas em ambientes internos e externos**. Niterói, 2006. 251p. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Escola de Engenharia, Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2006.
- 29 FANNIN, P.C.; MOLINA, A.; SWORDS, S.S.; CULLEN, P.J. Digital Signal Processing Techniques Applied to Mobile Radio Channel Sounding, **IEEE Proceedings-F**, vol. 138, N. 5, October 1991.
- 30 CULLEN, P.J.; FANNIN, P.C.; MOLINA, A. Wide-Band Measurement and Analysis Techniques for the Mobile Radio Channel. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 42, N. 4, pp. 589-603, 1993.
- 31 MARUM, G.A. **Measurement, Modeling, and OFDM Synchronization for the Wideband Mobile-to-Mobile Channel**, Tese de Doutorado, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, Georgia, Maio de 2007.
- 32 COX, D.C. Delay – Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910 MHz in a Suburban Mobile Radio Channel Environment. **IEEE Transaction Antennas Propagation**, vol. 20, N°. 9, pp. 625-635, September 1972.
- 33 HOWARD, S.; PAHLAVAN, K. Doppler Spread Measurements of the Indoor Radio Channel, **IEEE Electronic Letters**, n. 26, pp 107-109, 1990.
- 34 CHANG, R. W. **Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission**, Bell Syst. Tech. J., vol. 45, pp. 1775–1797, Dec. 1966.
- 35 SALTZBERG, B. R. Performance of an efficient parallel data transmission system, **IEEE Transactions Communications Technology**. vol. COM-15, no. 6, pp. 805–811, Dec. 1967.

- 36 WEINSTEIN S.; EBERT, P. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, **IEEE Transactions Communications Technology**. vol. COM-19, no. 5, pp. 628–634, Oct. 1971.
- 37 CIMINI L. J. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing, **IEEE Transactions Communications Technology**, vol. COM-33, no. 7, pp. 665–675, Jul. 1985.
- 38 ZYREN, J. **Overview of 3GPP Long Term Evolution of Physical Layer**, Document n.3 GPPEVOLUTIONWP, white paper, July 2007.
- 39 MUSQUET, B.; WANG, Z.; GIANNAKIS, G. B.; DUHAMEL P. Cyclic-prefixing or zero-padding for wireless multicarrier transmissions, **IEEE Transactions Communications Technology**, pp. 2136–2148, Dec. 2002.
- 40 Li, G. Y.; STUBER, G. L. **Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications**, Ed. Springer, 1^a ed. cap. 2 - pg. 19-20, 2006.
- 41 PARSONS J.D.; DEMERY D.A.; TURKMANI A.M.D. Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review, **IEEE Transactions Communications Technology**, vol.138, no.5, pp.437-446, October 1991
- 42 ITU-R, Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz, **Recomendation ITU-R P.1411-6**, 2012.
- 43 TURIN, G. et al. A statistical model of urban multipath propagation. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 21, p. 1–9, fev. 1972.

- 44 HERBEN, M. H. A.; JONG, Y. L. C.; WAGEN, F.; MAWIRA, A. **Transmission of UHF radiowaves through buildings in urban cellular environments**, *Electronic Letters*, vol. 35, no 9, pp. 743-745, April 1999.
- 45 HORIKOSHI, J.; TANAKA, K.; MORINAGA, T. 1.2 GHz band wave propagation measurements in concrete building for indoor radio communications, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. VT-35, no. 4, pp. 146–152, Nov. 1986.
- 46 HASLETT, C.J. **The transmission of microwaves through buildings**, Proc. Progress In Electromagnetic Research Symposium (PIERS'94), Noordwijk, The Netherlands, 1994, pp. 1-5.
- 47 HASLETT C.J. and JACKLIN, D.A. **Site shielding reduction due to transmission through buildings in a city centre environment**, Proc. Ninth Int. Conf. on Antennas, 1995.
- 48 RIZK, K. **Propagation in microcellular and small cell urban environment**. PhD Thesis, Ecole Polytechnique Fédérale de Lausanne, Lausanne, Switzerland, 1997
- 49 JONG Y. L. C. **Measurement and Modeling of Radiowave Propagation in Urban Microcells**, Ph.D. dissertation, Eindhoven Univ. Technol., Eindhoven, The Netherlands, 2001.
- 50 JONG Y. L. C.; KOELEN M. H. J. L.; HERBEN M. H. A. J., A Building-Transmission Model for Improved Propagation Prediction in Urban Microcells, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, vol. 53, no. 2, Mar. 2004.
- 51 DEVASIRVATHAM, D.; BANERJEE, C.; KRAIN, M.; RAPPAPORT, D., **Multi-frequency radiowave propagation measurements in the portable radio environment**, IEEE International Conference on Communications., 1990.

- 52 ITU-R, **Propagation data and prediction methods for the planning of indoor radiocom systems and radio local area networks in the frequency range 900MHz to 100GHz**, ITU-R P.1238-1, 1999.
- 53 TAROKH, V.; GHASSEMZADEH, S.S. **The Ultra-wideband Indoor Path Loss Model**, IEEE 802.15 Broadband Wireless Access Working Group, 2002.
- 54 KEENAN, J.; MOTLEY, A., **Radio coverage in Buildings**, Br.Telecom Technology Journal. vol.8, no.1, 1990.
- 55 SHELLHAMMER, S. **Overview of ITU-R P.1238-1 Propagation Data and Prediction Methods for Planning of Indoor Radiocommunication Systems and Radio LAN in the Frequency Band 900MHz to 100GHz**, Symbol Technologies, 2000.
- 56 RUDD, R. F. **Indoor Coverage Considerations for High-elevation Angle Systems**. Aegis Systems Limited, 2002.
- 57 NAJNUDEL, M. **Estudo de propagação em ambientes fechados para o planejamento de WLANs**. Tese (Mestrado em Engenharia Elétrica)- Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, 2004.
- 58 GARG V. K.; KAUFMANN M. **Wireless Communications and Networking**. New York, 1 ed. pg. 75-77, John Wiley and Sons LTD, 2007.
- 59 VAN DOOREN G. A. J. **A deterministic approach to the modelling of electromagnetic wave propagation in urban environments**, Ph. D. Thesis, Eindhoven University of Technology, The Netherlands, 1994
- 60 RAPPAPORT, T.S. **Wireless Communication: Principles and Practice**: New York, 2 ed. pg. 107, 115-116, 138, 167, 178, 205-208, Prentice Hall, 2002

- 61 ANNAN, A. P. **Ground penetration radar workshop notes**. Sensors & Software Inc., 1992. p. 130. (Internal Report).
- 62 DANIELS, D.J. **Surface penetrating radar**. London, The Institution of Electrical Engineers, 1996. 300p.
- 63 PORSANI, J. L. **Proposta metodológica de emprego em estudos geológico-geotécnicos nas regiões de Rio Claro e Descalvado-SP**. 1999. 145f. Tese (Doutorado) - Instituto de Geociências e Ciências Exatas, UNESP, Campos de Rio Claro- SP, 1999.
- 64 RITA, I. N. F. S.; GONSIOROSKI, L. H.; MELLO, L. S.; RON, C. V., **Comparison of Filtering Techniques for the Analysis of Mobile Radio Channel Parameters**, Proceedings of IMOC 2013, Rio de Janeiro, Brasil.
- 65 SOUZA E.; JOVANOVIC V.; DAIGNEAULT, C. Delay spread measurements for the digital cellular channel in toronto, **IEEE Transactions on vehicular technology**, vol 43. No 4, pp. 837-847, 1994.

Apêndice A – Código Desenvolvido para Captura dos Dados

```

%% Programa que Acessa Remotamente o MS 2692A e faz a Aquisição
de dados
clc
clear all

Nome='Pontol_PUC';
%%
%% Programa para adquirir dados do MS 2692A a cada 1 segundo
clc
t=clock;

% Cria Interface VISA com o MS 2692A (Para isso funcionar os
drivers VISA tem que ter sido instalados)
ipaddress = '169.254.70.105';
msInstr = visa('ni', ['TCPIP::' ipaddress '::INSTR']);

% Conexão com o MS269xA
try
fopen(msInstr);
msgbox('Conexão com o MS269xA realizada com sucesso');
catch
error('Não foi possível conectar ao MS269xA. Por favor cheque
as conexões e configurações de rede');
return;
end

% configura os parâmetros da medição
fprintf(msInstr, 'INST SIGANA'); %
Configuração dos parâmetros do Analisador de Sinal
fprintf(msInstr, 'FREQ:CENT 2.487GHZ'); %
Configura Frequência Central
fprintf(msInstr, 'FREQ:SPAN 30MHZ'); %
Configura Span
fprintf(msInstr, 'CALC:ATIM:STAR 0S'); % Sets
the analysis start time
fprintf(msInstr, 'CALC:ATIM:LENG 10MS'); % Sets
the length of analysis time
fprintf(msInstr, 'TRAC:MODE SPEC'); % Sets
the Signal Analyzer trace display
pause(0.1)
fprintf(msInstr, 'INIT:MODE:SING'); %
Inicializa o modo continuous measurement
pause(0.2)

k=1;
while( etime(clock,t) < 10)
fprintf(msInstr, 'INIT:MODE:SING'); %
Inicializa o modo continuous measurement
pause(0.2)
fprintf(msInstr, ['MMEM:STOR:IQD "' Nome num2str(k) '"', 'D']);

```

```

% Executa a Captura dos dados e salva no MS269xA`s D: drive
tempo=clock;
dlmwrite(['\\Anritsu\time\' Nome num2str(k) '.txt'], tempo);
k=k+1
fprintf(msInstr, 'INIT:MODE:CONT');
pause(1)
end

fclose(msInstr);
delete(msInstr)
clear msInstr
msgbox('Aquisição de Dados Realizada com Sucesso');

%%
diretorio='\\Anritsu\signal analyzer\';
[File_List]=dir(diretorio);
Number_Files=length(File_List);
Nome=File_List(3).name;
Nome=Nome(1:end-5);

for i=1:(Number_Files-2)/2
    clear tempo
    clear I
    clear Q
    clear I_data
    clear Q_data
    %% Como extrair a posição do trigger do XML
    root=xmlread(['' diretorio Nome num2str(i) '.xml']);
    root_chld=root.getChildNodes;
    siganaproj=root_chld.item(1);
    siganaproj_chld=siganaproj.getChildNodes;
    params=siganaproj_chld.item(3);
    params_chld=params.getChildNodes;
    Trig_pos=params_chld.item(13);
    Trig_pos_value=Trig_pos.getAttribute('Value');
    trigger = str2double(Trig_pos_value);
    trigger = trigger +1;

    % Extrair os dados IQ do arquivo DGZ
    fid = fopen(['' diretorio Nome num2str(i) '.dgz'],'r');
    data=fread(fid, 'float=>float');
    I=data(1:2:end);
    Q=data(2:2:end);
    % Para extrair 200 mil amostras
    I_data=I(trigger:trigger+7999)';
    Q_data=Q(trigger:trigger+7999)';

    %Montar tabela com valores I e Q e a hora exata da aquisição.
    tempo=dlmread(['' '\\Anritsu\time\' Nome num2str(i) '.txt']);
    Signal_Rx(i,1:6) = tempo;
    z=1;
    for x=7:length(I_data)+6
        Signal_Rx(i,x)=I_data(z)+Q_data(z)*1j;
        z=z+1;
    end
end
end

```

Apêndice B – Datasheets de Equipamentos

INFRASTRUCTURE ANTENNAS

Sector Panels

2.3-2.7GHz 60° & 90° Sector Panel with Null Fill

This WiMAX cross polarized antenna is designed to cover frequencies from 2300 to 2700 MHz. It offers excellent front-to-back ratio of > 32 dB with a VSWR of less than 1.5 in a rugged, off-white UV resistant radome.

Features

- Outstanding port to port isolation of 30 dB typical
- VSWR of less than 1.5
- Null fill
- Great upper side lobe suppression
- Adjustable scissors-style pipe mount bracket with 0-10° downtilt



RF/Electrical Specifications

Model	Frequency Range	Nominal Gain	Azimuth Beamwidth	Elevation Beamwidth
SP2327-18XP60NUF	2300-2500 MHz	17.5 dBi	60° +/- 5°	6°
	2500-2700 MHz	18.0 dBi	60° +/- 5°	6°
SP2327-17XP90NUF	2300-2500 MHz	16.0 dBi	90° +/- 5°	6°
	2500-2700 MHz	16.5 dBi	90° +/- 5°	6°

Mechanical Specifications

Model	Temperature Range	Dimensions (L X W X D)	Weight (Mass)	Wind Survivability
SP2327-18XP60NUF	-40°C to 70°C storage / -40°C to 70°C operating	48" x 6.7" x 3.5" (1232 x 171 x 90 mm)	8.8 lbs (4.0 kg)	125 mph (200 km/h)
	-40°C to 70°C storage / -40°C to 70°C operating	48" x 6.7" x 3.5" (1232 x 171 x 90 mm)	8.8 lbs (4.0 kg)	125 mph (200 km/h)



Technical Data

Polarization: Linear dual slant +/- 45°
Nominal Impedance: 50 ohms
VSWR: < 1.5
Front to Back Ratio: > 32 dB
Port-to-Port Isolation: 30 dB typical
Null Fill: -15dB
Upper Side Lobe Suppression: 30 degrees above horizon: >-18 dB
Radome Material: Gray UV resistant plastic
Connector: Type N female
Mounting Method: Adjustable pipe mount bracket (included)
Mount Material: Nickel Zino Trivalent Plated Steel (RoHS Compliant)



BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

Features:

- Broad band operation from 1.0 GHz to 8.0 GHz
- Low VSWR, unconditional stable
- Small size, low cost
- SMA female connector I/O.
- Single DC power supply, internal voltage regulator, operating voltage from +9~+12V
- Operating temperature -40~+85°C, storage temperature -55~+125°C

Electrical Specifications

Parameters	Units	Specifications		
		Minimum	Typical	Maximum
Frequency Range	GHz	1.0		8.0
Small Signal Gain @25°C	dB	30.0	33.0	36.0
Noise Figure @25°C	dB		1.5	2.0
P-1dB Compression Point	dBm	+13.0	+16.0	
Output IP3	dBm	+22.0	+26.0	
Gain flatness	dB		+/-1.5	+/-2.0
Gain Variation	dB		+/-1.5	
Input VSWR			1.8:1	2.2:1
Output VSWR			1.8:1	2.2:1
Reverse Isolation	dB	45.0	51.0	
Non-Harmonic Spurious	dBc			-60.0
Operating Temperature	°C	-40		+85
Survival Temperature	°C	-55		+125
DC Voltage	V	+8.0		+12.0
DC Supply Current	mA	100 mA	120 mA	140 mA
In/Out connectors		SMA Female		
Size	inches	1.5"x1.0"x0.4"		

1070 Hamilton Road, Suite A, Duarte, CA 91010

Phone: (626) 305-6666, Fax: (626) 602-3101, sales@wenteq.com, www.wenteq.com

Product Specifications

MOBILE MARK
COMMUNICATION ANTENNAS



RM-WLF Series



MMF3-700 series



MGRM-WLF Series



Direct N Jack (Female)

700 MHz Surface, Mag-mount & Glass Mount

- Rugged construction
- Wideband RM models operate on 700, GSM, AWS, 2.4 WiFi & 2.6 WiMAX
- Surface and mag-mount models handle up to 35 watts
- Window Mount model installs easily to window with 3M VHB tape

The RM-WLF wideband Series are 3 dBi gain broadband antennas. A ground plane is recommended for best performance. These antennas will operate over the entire 694-894 MHz spectrum, along with 1.7-2.7 GHz high frequency spectrum. The RM-WLF requires a 5/8" hole (16 mm) for mounting and is outfitted with a gasket for weather sealing. The RM-WLF-DN has been added with a direct N Female connector.

A magnetic mount version is available in MGRM-WLF. This model provides all the same performance as the RM-WLF, with a powerful magnet for less permanent installations.

For glass mounting, Mobile Mark's MMF3-700 antennas provide a no-hole installation. This model has two mounting/transfer plates that attach to the inside/outside. They attach using field proven 3M VHB double sided tape. The short flexible whip on the MMF is fixed in vertical position and never needs to be removed, they are car wash proof.

Model Number

Model	Frequency	Description
RM-WLF-1C-BLK-12	694-894 MHz & 1.7-2.7 GHz	Body Mount
RM-WLF-DN-BLK	694-894 MHz & 1.7-2.7 GHz	Direct N Jack (Female)
MGRM-WLF-1C-BLK-120	694-894 MHz & 1.7-2.7 GHz	Mag Mount

Color options available for above models
WHT-White or BLK-Black

MMF3-700-1C-BLK-180	694-960 MHz	Glass Mount
RM-MK	Optional pipe mounting kit	
NT-MK	Universal wall/pipe mounting kit	

Specifications

Frequency:	See above	Case Material:	RM, MGRM: ASA; MM3: ABS
Gain:	3 dBi peak gain	RM Stud Depth:	Mount to 1/2" metal (12.7 mm)
VSWR:	2:1 max over range	Operating Temp:	-40° to +85° C
Nominal Impedance:	50 ohms	Hardware Supplied:	
Maximum Power:		RM Stud Mount	Locknut and gasket
RM & MGRM	35 Watts	MMF Glass Mount	3M VHB tape
MMF	10 watts	Cable:	
Antenna Size/Mount:		RM-WLF-1C	1 ft RG-58 (305 mm)
RM Series	1.75"D x 3"H, 5/8" hole required (45 mm x 76 mm, 16 mm hole)	MGRM Mag	10 ft RG-58 (3 meters)
RM-WLF-DN	1.75"D x 3"H x .63" hole (45 mm x 76 mm, 16 mm hole)	MMF3-700	15ft RG-58 (4.5 meters)
MGRM Mag	2.65" base diameter x 3.62" high (67 mm x 92 mm)	Standard Connector:	SMA Plug (Male)
MMF3-700	2" dia. Mount, 3.75"L Whips (51 mm dia, 95 mm)	DN Connector:	Direct N Jack (Female)
		Shock & Vibration:	
		RM & MGRM	EN 61373, IEEE 1478, MIL 810G TIA-329.2-C
		Dust/Water Ingress:	RM:IP67, MGRM:IPx5

US Office & Headquarters: 3900-B River Road, Schiller Park, IL 60176 Tel: 800-648-2800 or 847-671-6690 Fax: 847-671-6715
UK Office: 106 Anglesey Business Park, Hednesford, Staffs. WS12 1NR UK Tel: (+44) 1543-878343 Fax: (+44) 1543-871714

28

Visit our web page at www.mobilemark.com. Specifications subject to change without notice (1/2012).

WiMAX

Sector Antenna

2.3 to 2.7 GHz 60° & 90° Beamwidth Sector Antenna With Null Fill **NEW!**

This WiMAX cross polarized antenna is designed to cover frequencies from 2300 to 2700 MHz. It offers excellent front-to-back ratio of > 32 dB with a VSWR of less than 1.5 in a rugged, off-white UV resistant radome.

Features

- Outstanding front-to-back ratio & port to port isolation
- VSWR of less than 1.5
- Null fill
- Great upper side lobe suppression
- Adjustable scissors-style pipe mount bracket with 0-10° down tilt



Electrical Specifications

Model	Frequency Range	Nominal Gain	Azimuth Beamwidth	Elevation Beamwidth
SP2327-18XP60NUF	2300-2500 MHz	17.5 dBi	60° +/- 5°	6°
	2500-2700 MHz	18.0 dBi	60° +/- 5°	6°
SP2327-17XP90NUF	2300-2500 MHz	16.0 dBi	90° +/- 5°	6°
	2500-2700 MHz	16.5 dBi	90° +/- 5°	6°

Mechanical Specifications

Model	Temperature Range	Dimensions (L X W X D)	Weight (Mass)	Wind Survivability
SP2327-18XP60NUF	-40° C to 70° C storage / -40° C to 70° C operating	48.5" x 6.7" x 3.5" (1232 x 171 x 90 mm)	8.8 lbs (4.0 kg)	125 mph (200 km/h)
	-40° C to 70° C storage / -40° C to 70° C operating	48.5" x 6.7" x 3.5" (1232 x 171 x 90 mm)	8.8 lbs (4.0 kg)	125 mph (200 km/h)



Technical Data

Polarization: Linear dual slant +/- 45°
Nominal Impedance: 50 ohms
VSWR: < 1.5
Front to Back Ratio: > 32 dB
Port to Port Isolation: 30 dB typical
Null Fill: -15dB
Upper Side Lobe Suppression: 30 degrees above horizon: > -18 dB
Radome Material: Gray UV resistant plastic
Connector: Type N female
Mounting Method: Adjustable pipe mount bracket (included)
Mount Material: Nickel Zinc Trivalent Plated Steel (RoHS Compliant)

PCTEL offers the Materials as a service to you and reserves the right to make corrections, technical changes or other modifications to the Materials in this catalog at any time. PCTEL further reserves the right to make such amendments, improvements and other changes to its products and services at any time or to discontinue any product or service at any time without prior notice. All any pictures drawing etc. are representations of products and actual product to products might look differently than depicted.

PCTEL, Inc.

WEB: www.antenna.pctel.com

Apêndice C – Figuras com Análise de Desvanecimento em Pequena Escala das Rotas Urbanas e Suburbana

Neste Apêndice estão disponíveis todas as Figuras de análise estatística de desvanecimento em pequena escala, referentes aos resultados das rotas urbana e suburbana apresentados no Capítulo 5.

Os 13 Trechos das rotas urbanas Gávea e Lagoa-Leblon e a indicação das figuras correspondentes estão mostrados na Tabela C-1 e os 7 Trechos da rota suburbana com a indicação das figuras correspondentes, estão mostrados na Tabela C-2.

Trecha das Rotas Gávea e Lagoa-Leblon	Figura
Trecho 1 - Av. Padre Leonel França e Av. Mario Ribeiro	C-1
Trecho 2 - Av. Borges de Medeiros (Joquei Clube até CA UERJ)	C-2
Trecho 3 - Av. Borges de Medeiros (CA UERJ até Igreja Santa	C-3
Trecho 4 - Av. Eptácio Pessoa	C-4
Trecho 5 - Av. Eptácio Pessoa (Parque do Cantagalo)	C-5
Trecho 6 - Leblon I (Jardim de Alah - A. Delfim Moreira)	C-6
Trecho 7 - Leblon II (Ruas Carlos Gois e Almirante Guilhen)	C-6
Trecho 8 - Leblon III (Av. Delfim Moreira e Av. Bartolomeu Mitre)	C-8
Trecho 9 - Gávea I (Av. Bartolomeu Mitre - Hospital Miguel Couto)	C-9
Trecho 10 - Gávea II (Rua Rodrigo Otávio e Visconde Albuquerque)	C-10
Trecho 11 - Gávea III (Rua Manuel Ferreira)	C-11
Trecho 12 - Gávea IV (Rua Jardim Botânico)	C-12
Trecho 13 - Gávea V (Rua Marquês de São Vicente e Rubens	C-13

Tabela C-1: Trechos Rotas Urbanas

Trecha da Rota Campo Grande (Cachamorra)	Figura
Trecho 1 - Estrada da Cachamorra 1	C-14
Trecho 2 - Rua Soldado Venceslau Spancesky	C-15
Trecho 3 - Rua soldado Valdemar de Almeida	C-16
Trecho 4 - Rua Soldado José de Souza	C-17
Trecho 5 - Rua Charqueada	C-18
Trecho 6 - Estrada da Cachamorra 2	C-19
Trecho 7 - Rua Des Milton Barcelos	C-20

Tabela C-2: Trechos Rota Suburbana

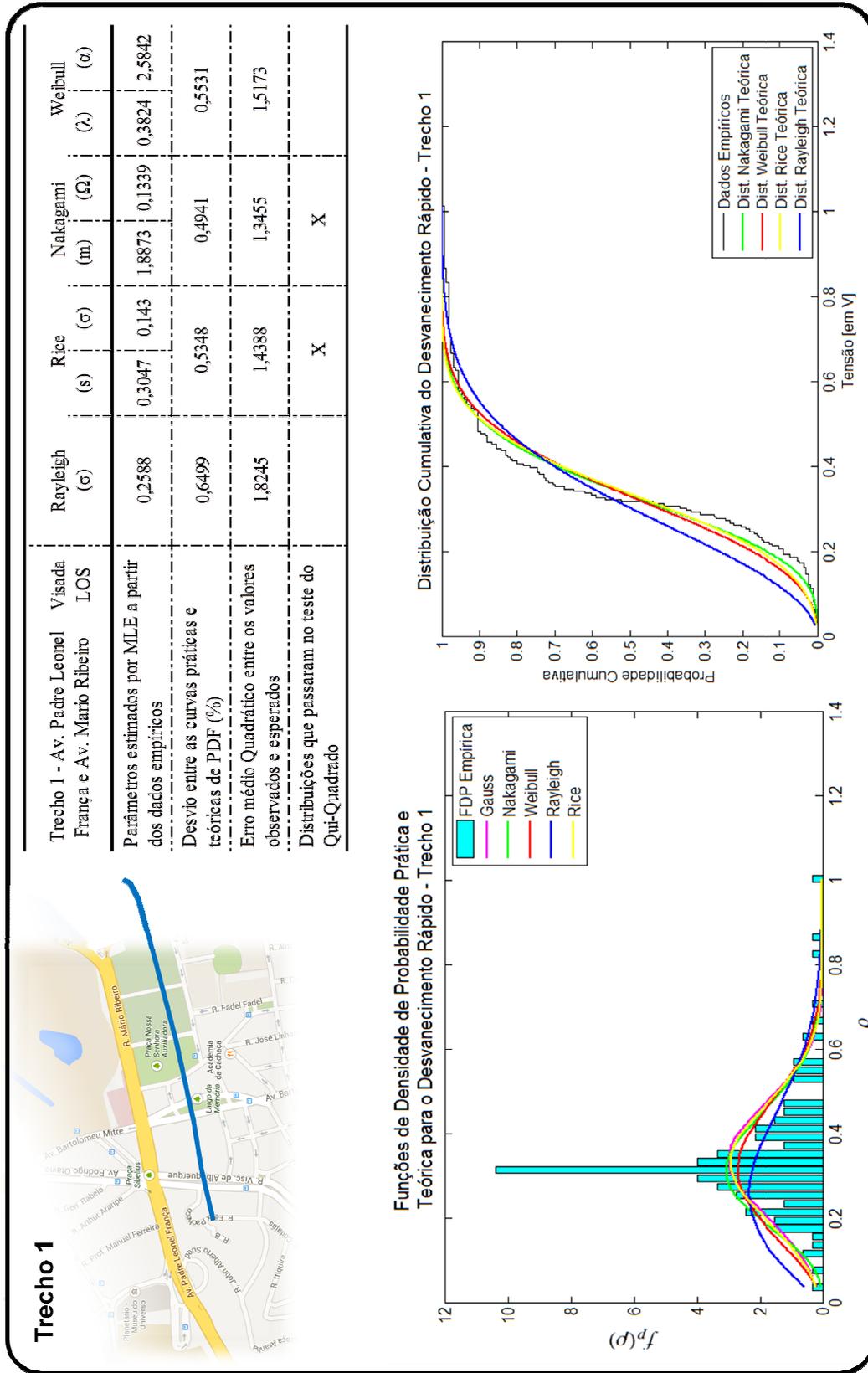


Figura C-1: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 1 - Rota Urbana

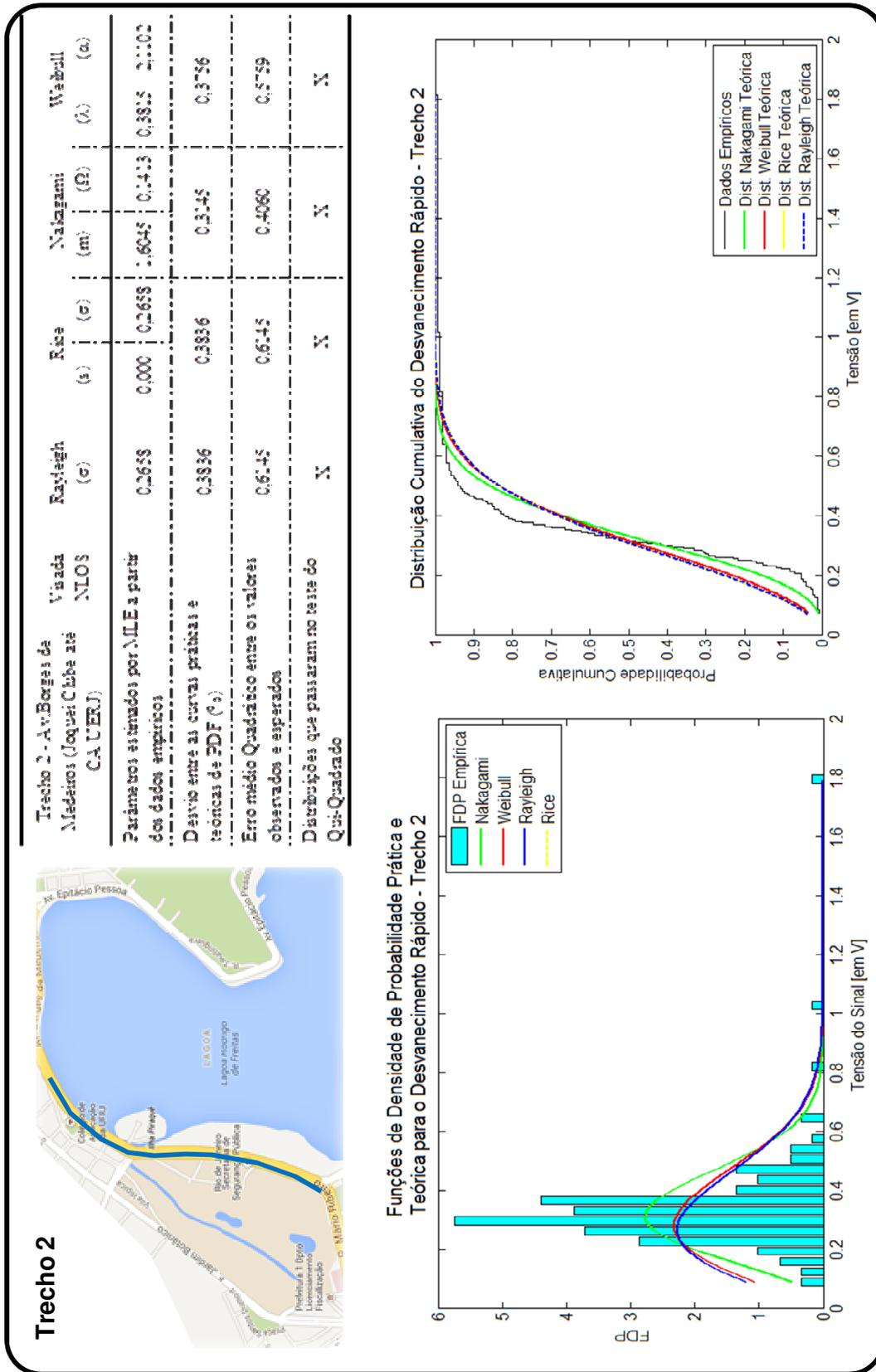


Figura C-2: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 2 - Rota Urbana

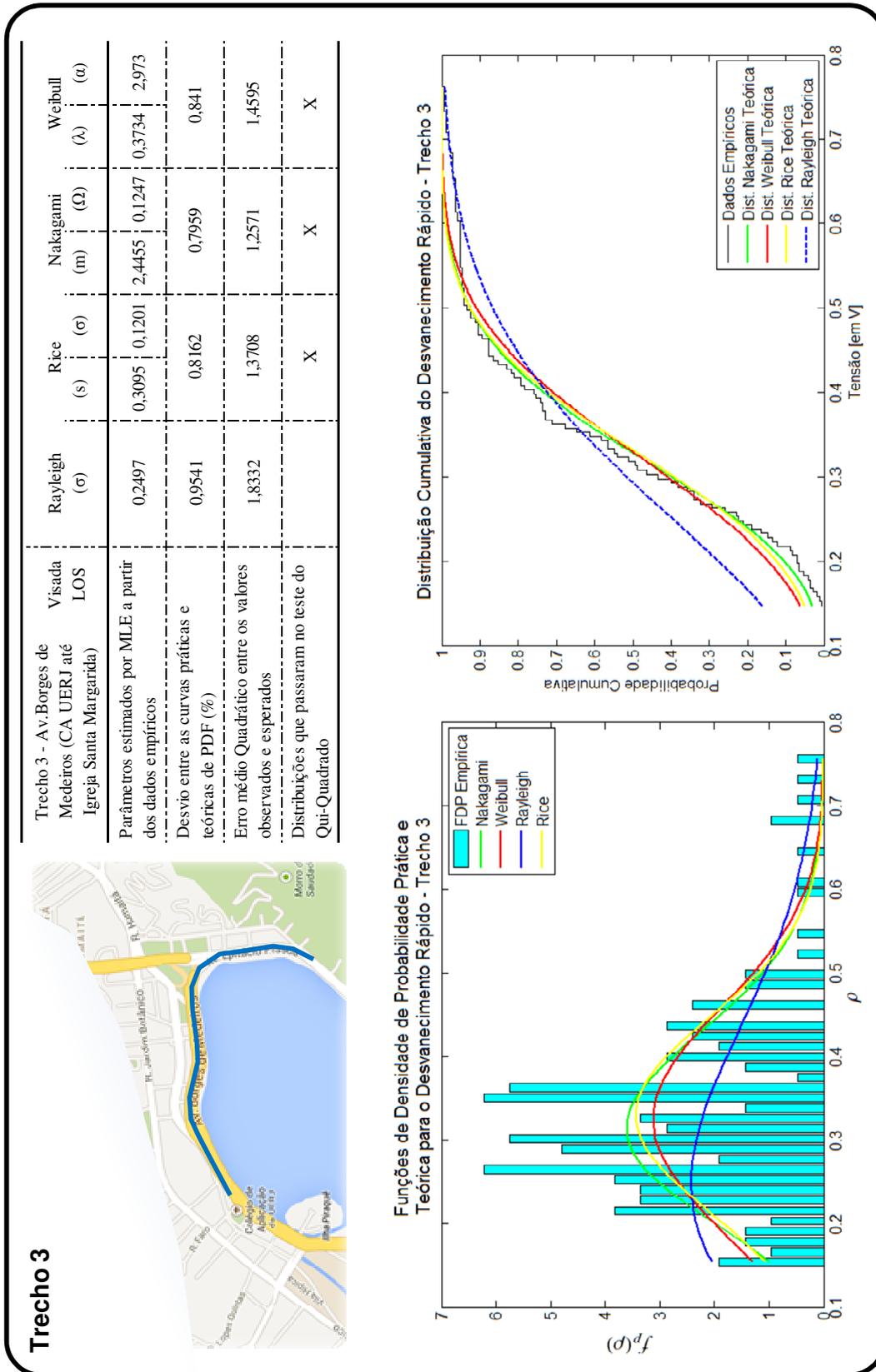


Figura C-3: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 3 - Rota Urbana

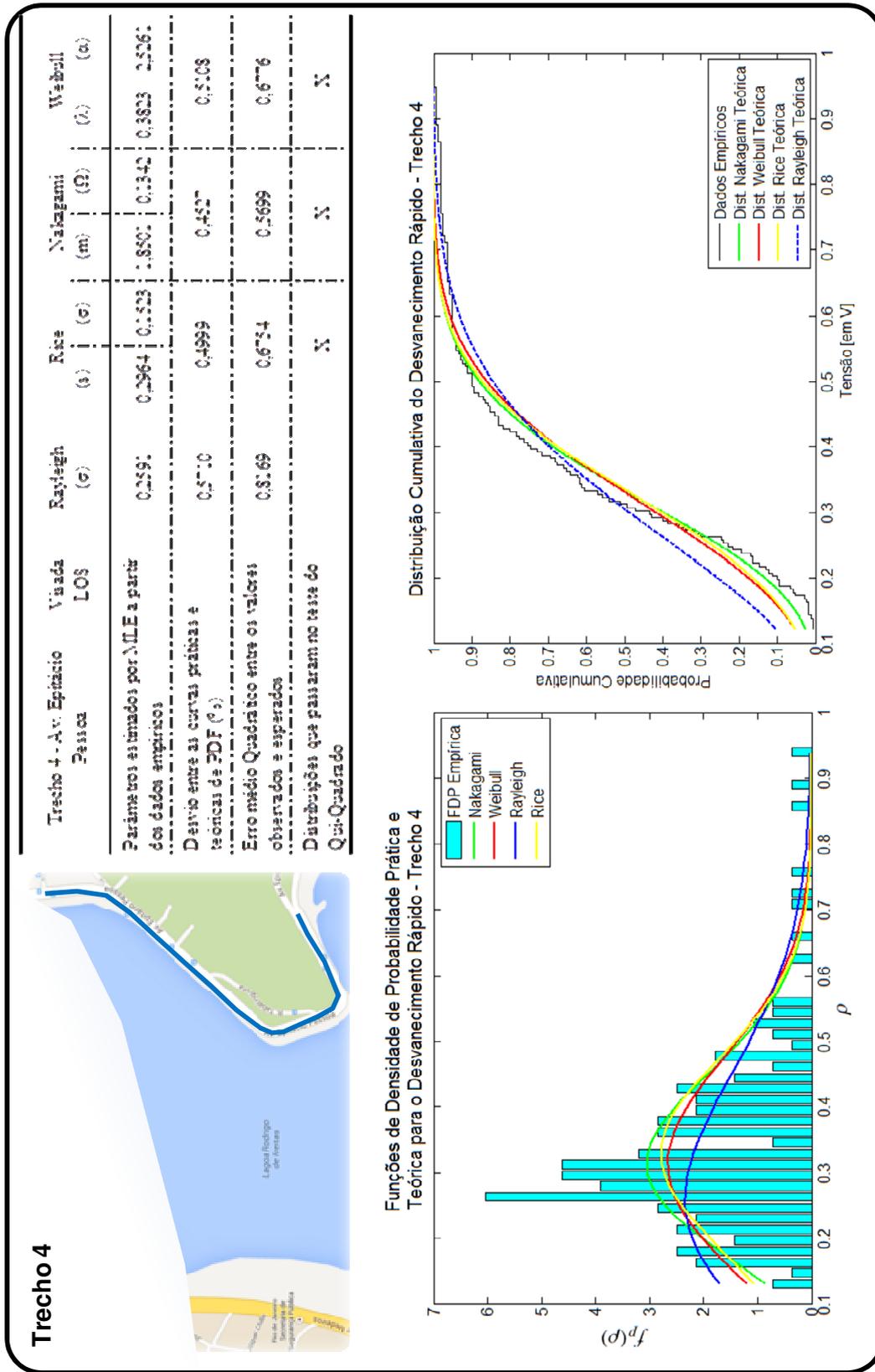


Figura C-4: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 4 - Rota Urbana

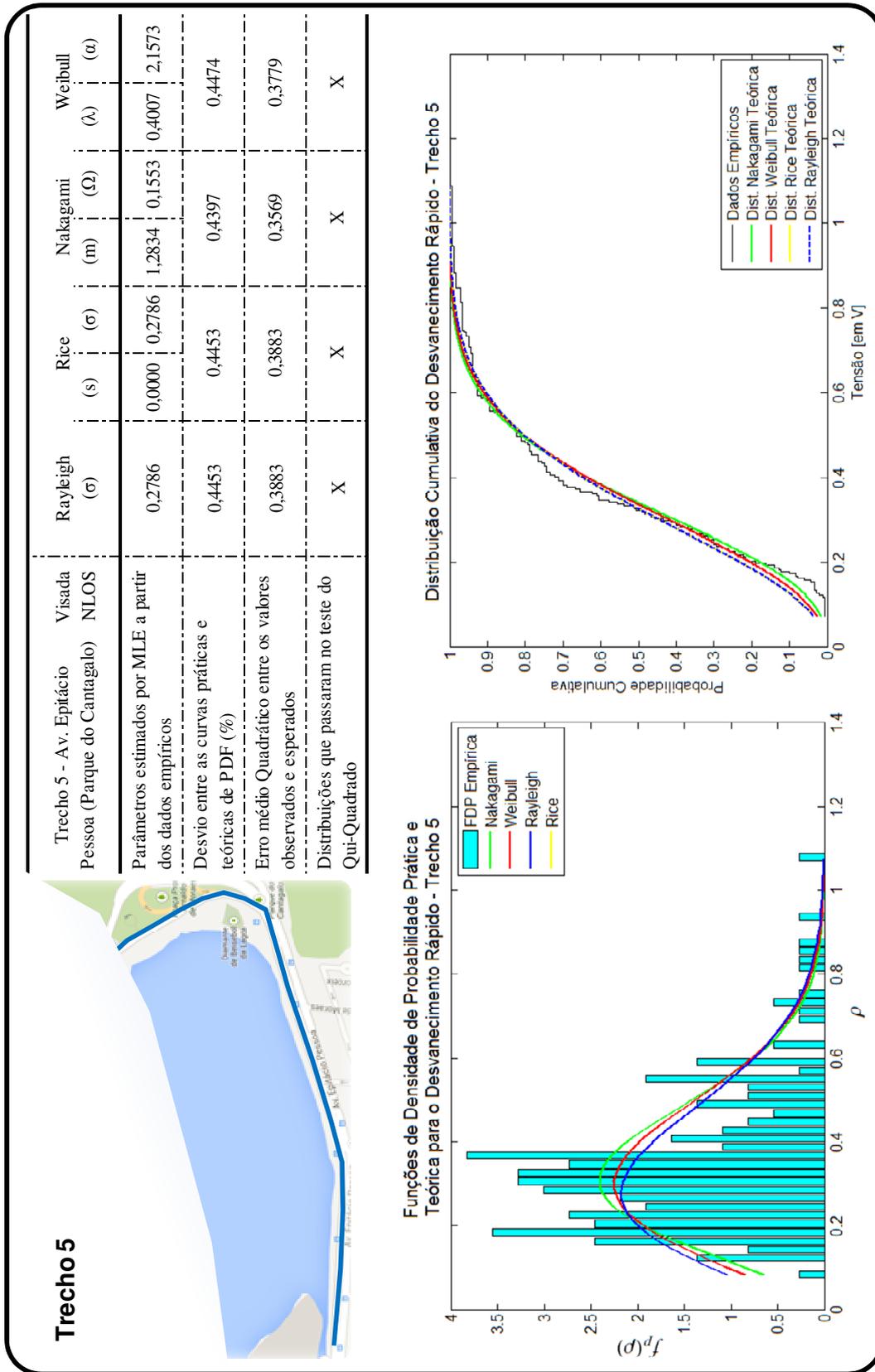


Figura C-5: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 5 - Rota Urbana

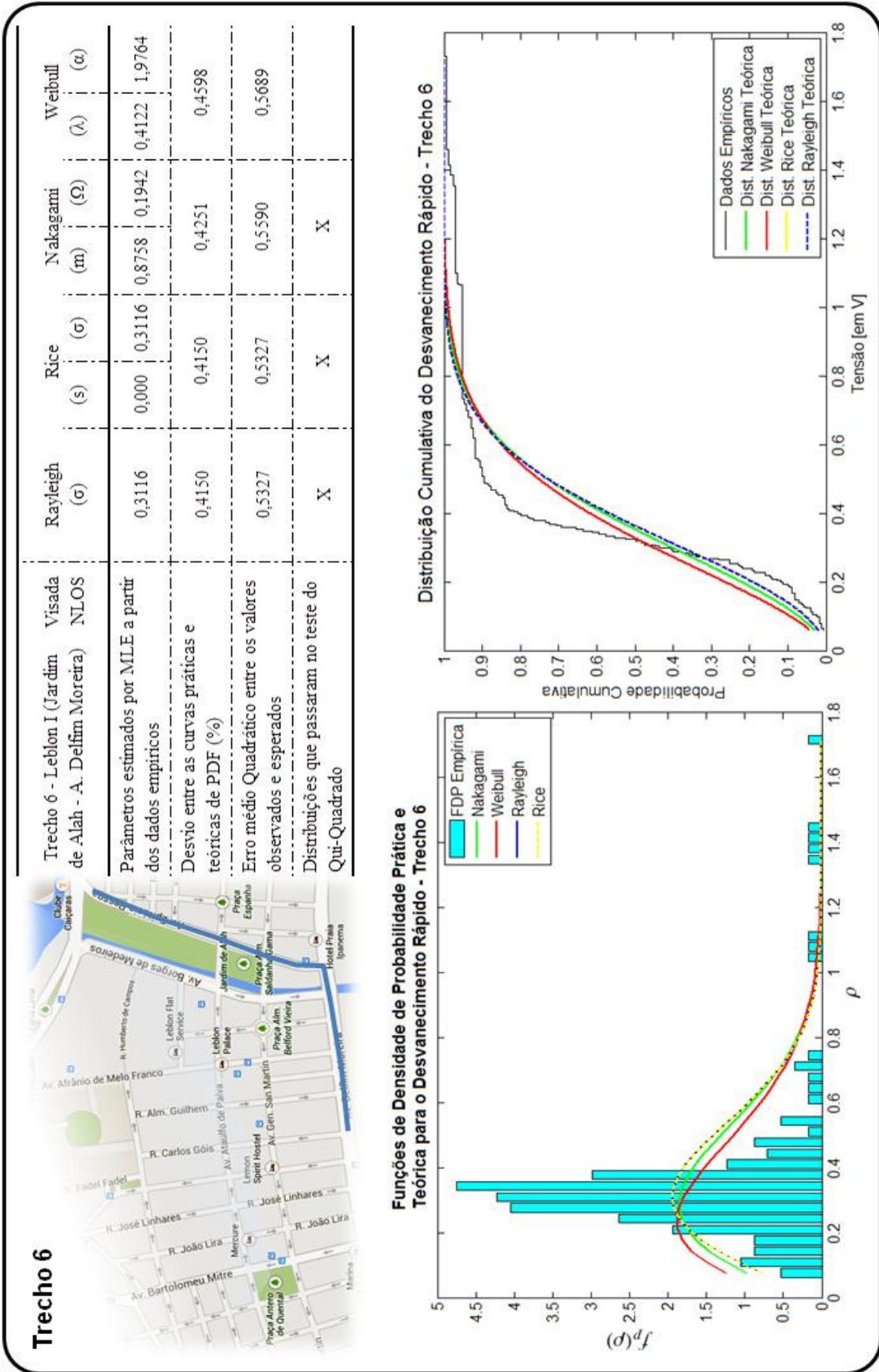


Figura C-6: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 6 - Rota Urbana

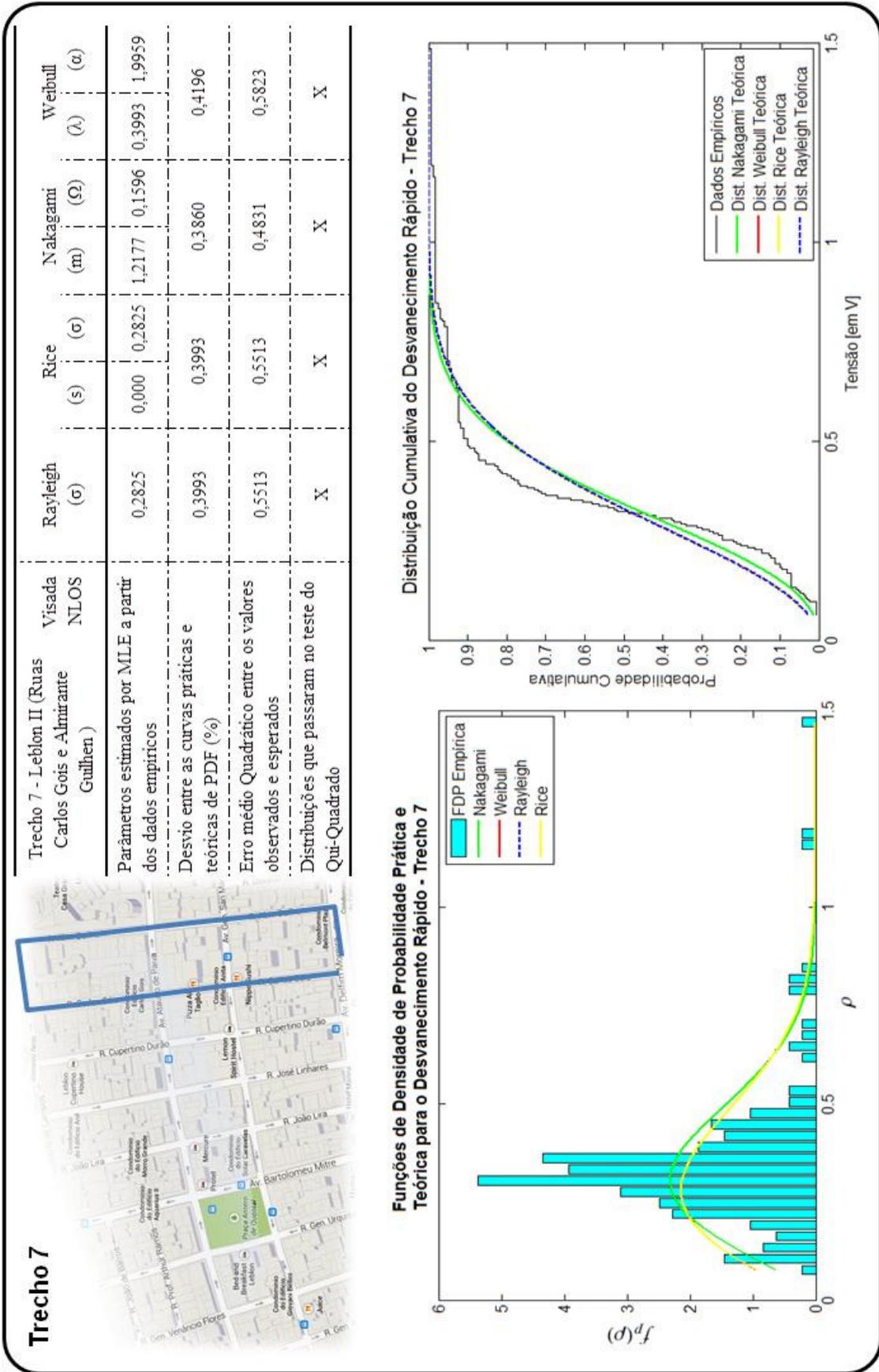


Figura C-7: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 7 - Rota Urbana

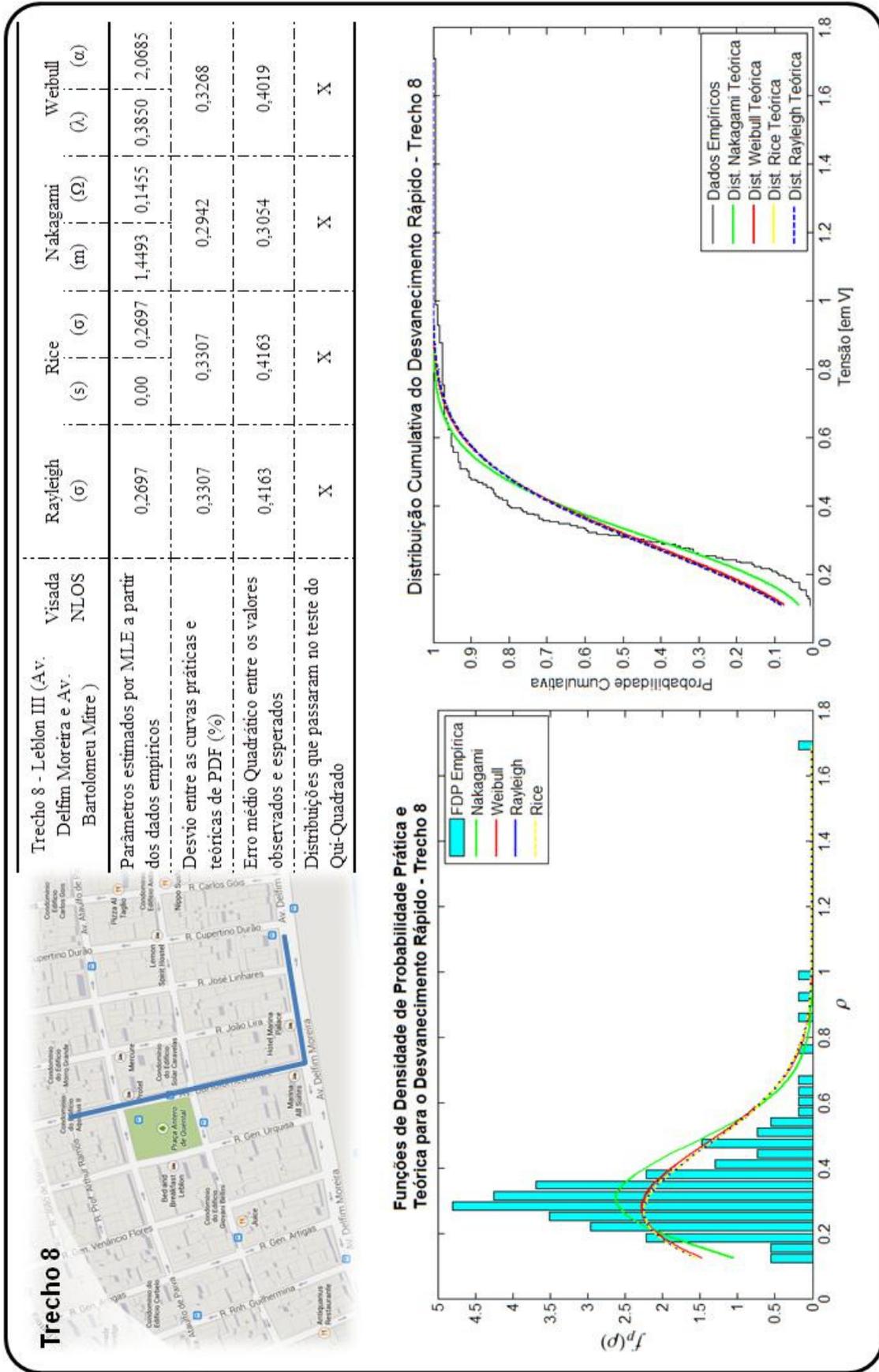


Figura C-8: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 8 - Rota Urbana

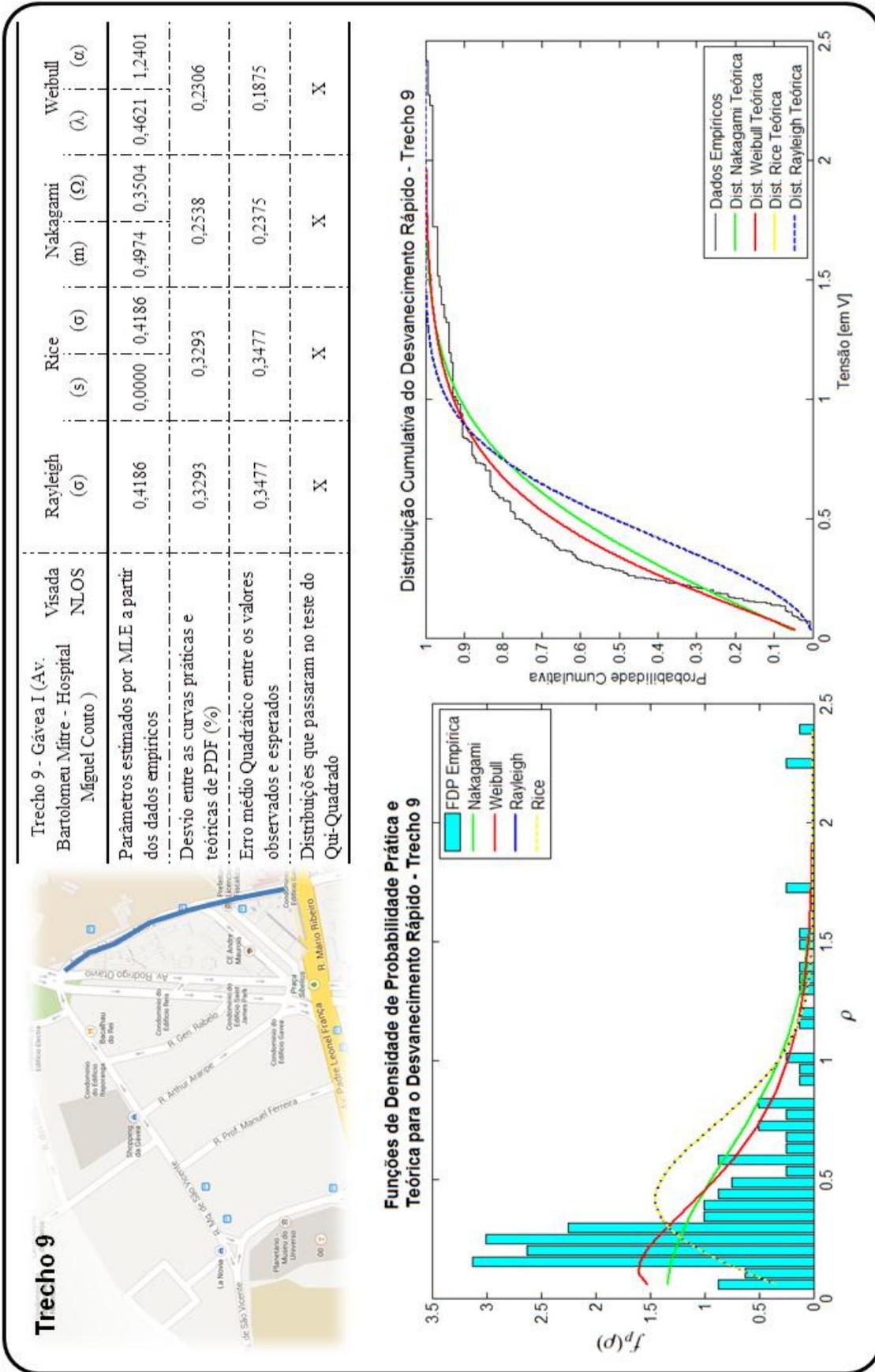


Figura C-9: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 9 - Rota Urbana

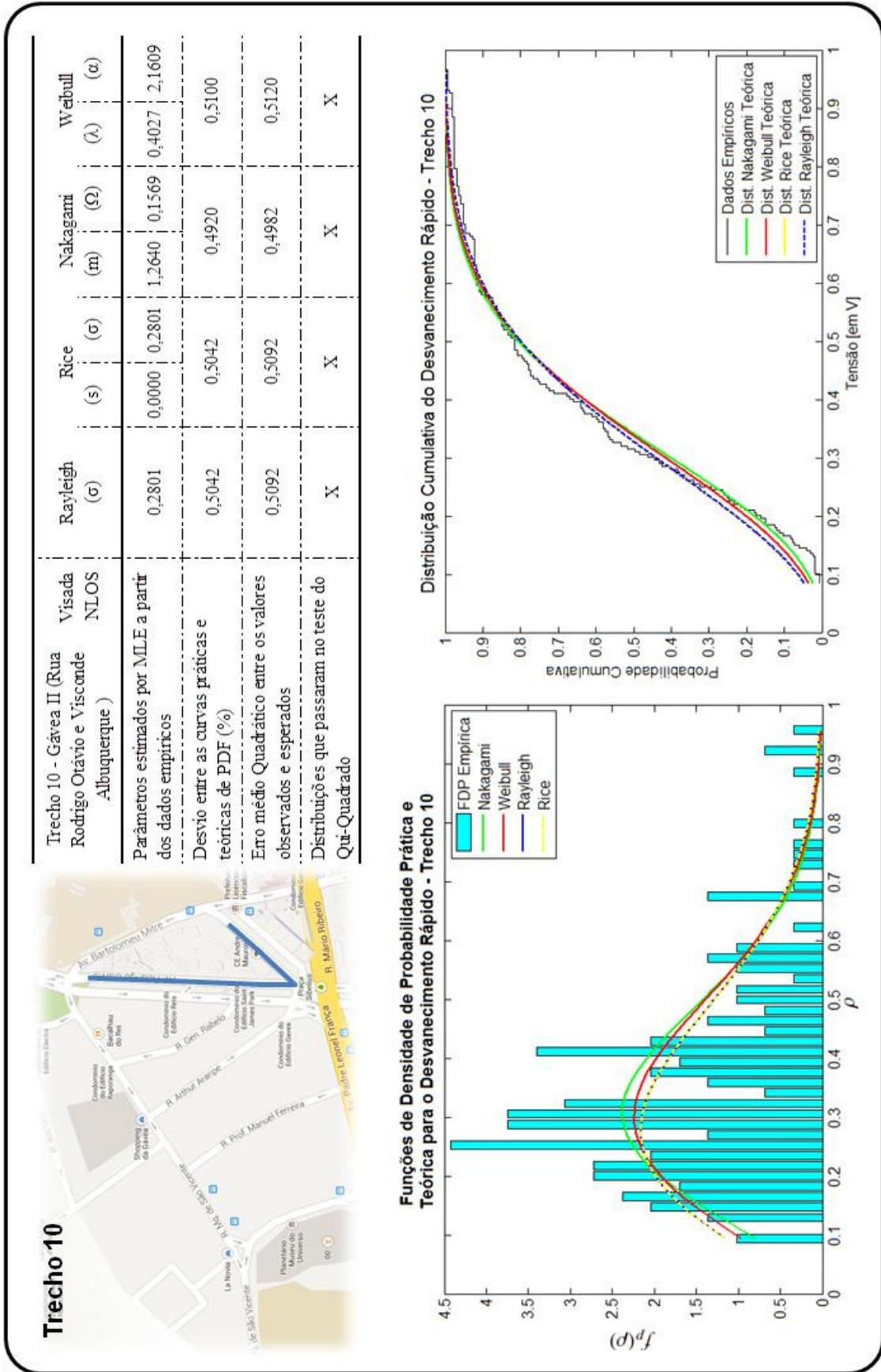


Figura C-10: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 10 - Rota Urbana

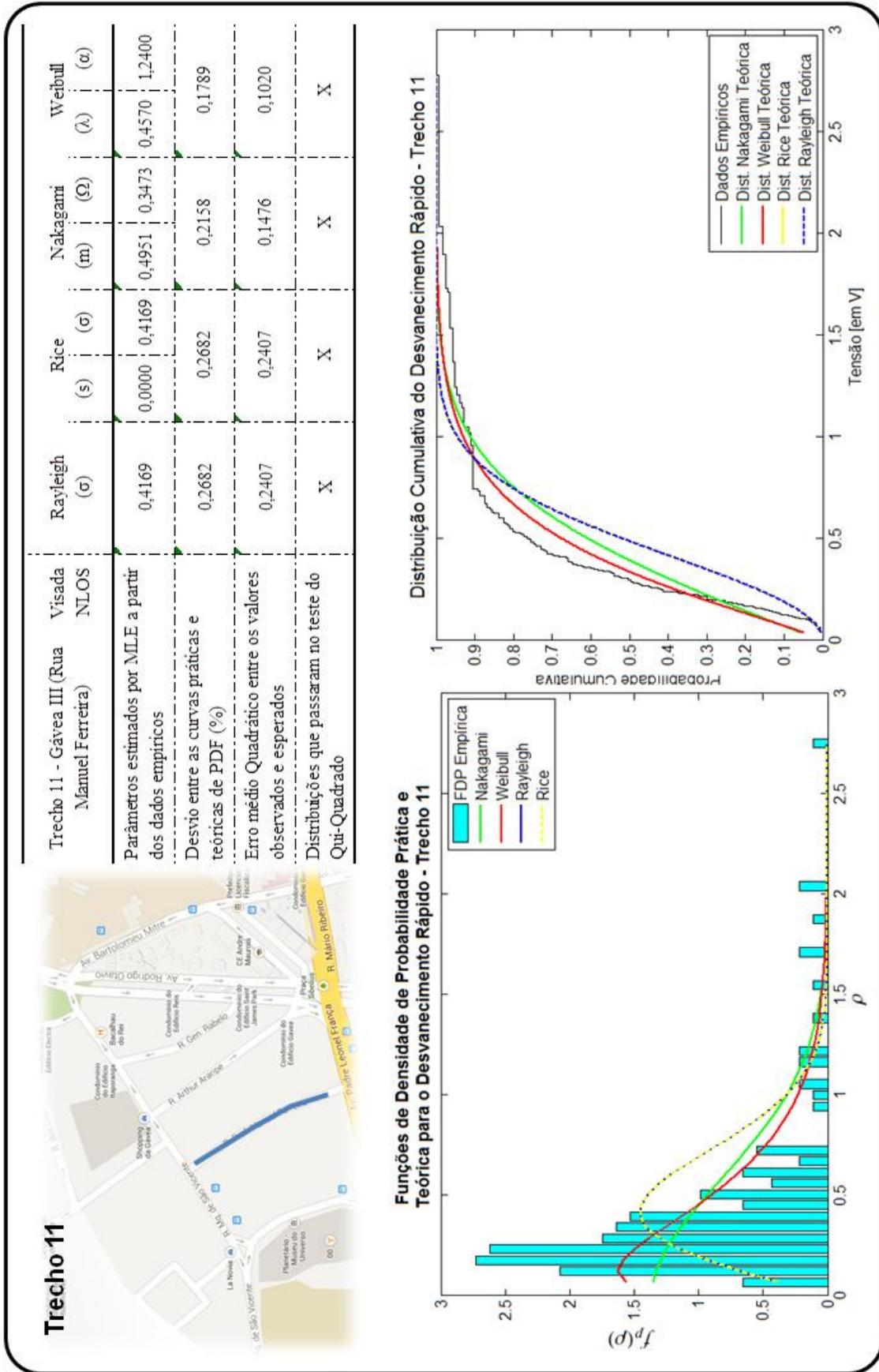


Figura C-11: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 11 - Rota Urbana

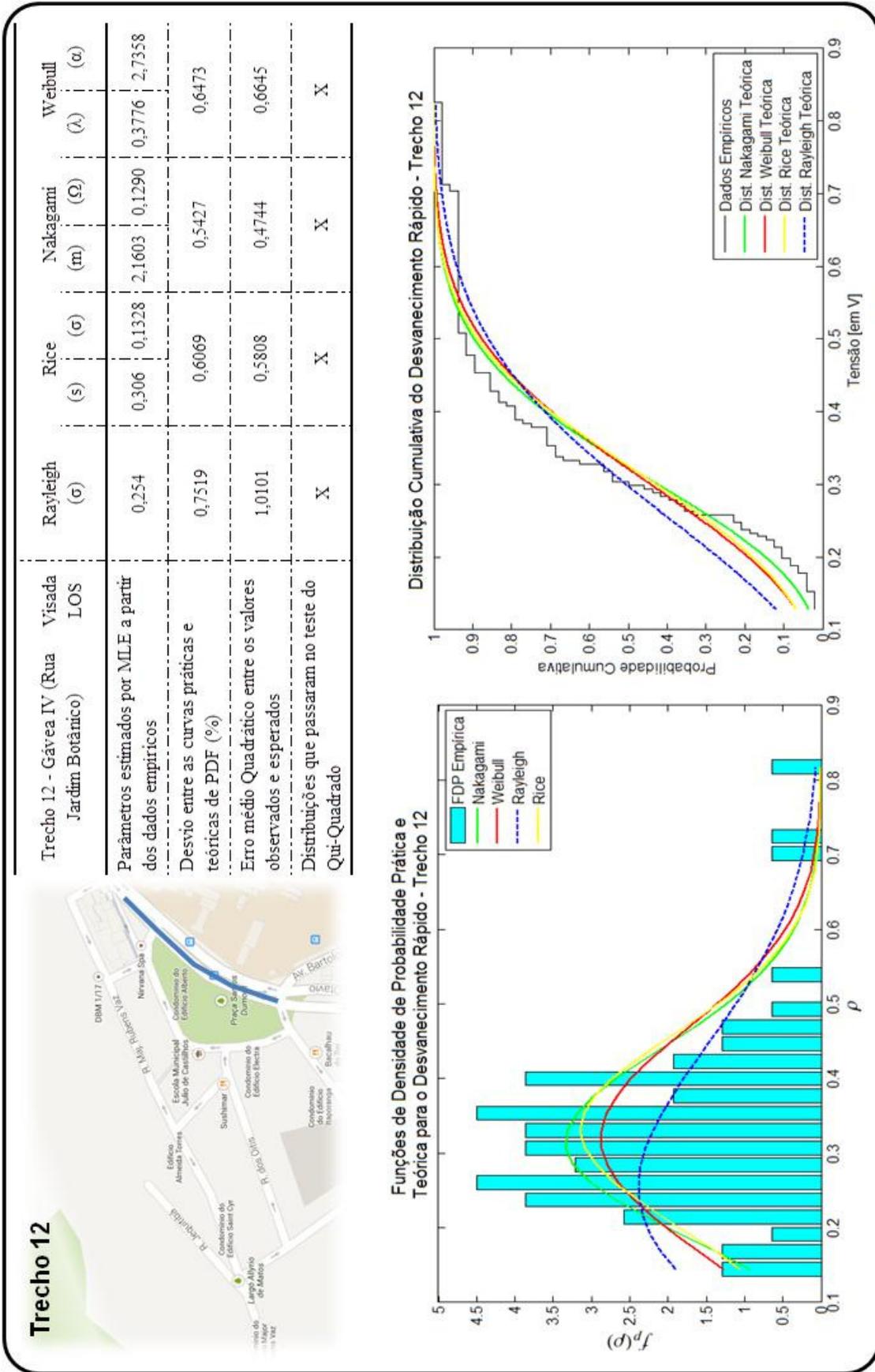


Figura C-12: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 12 - Rota Urbana

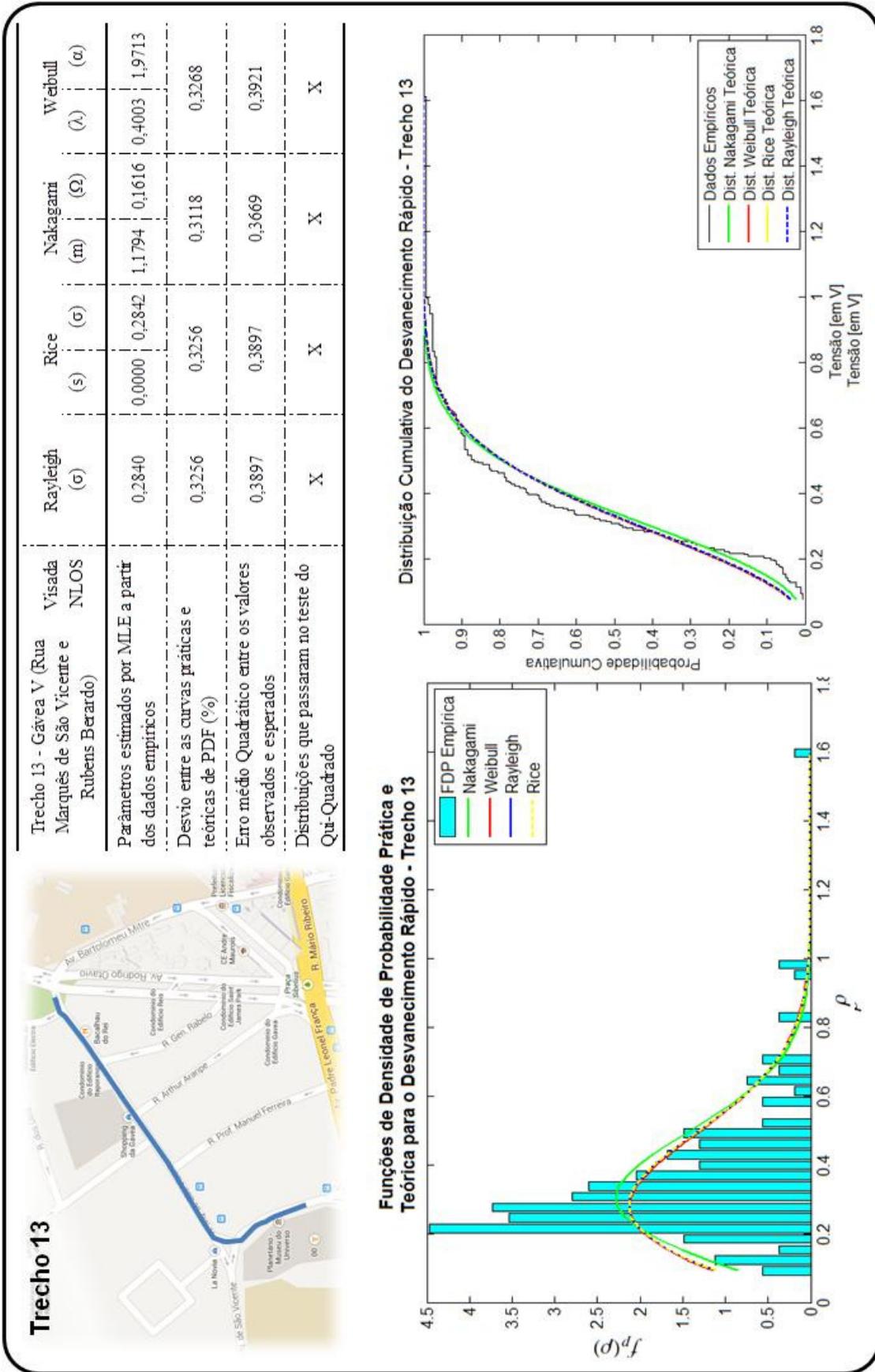


Figura C-13: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 13 - Rota Urbana

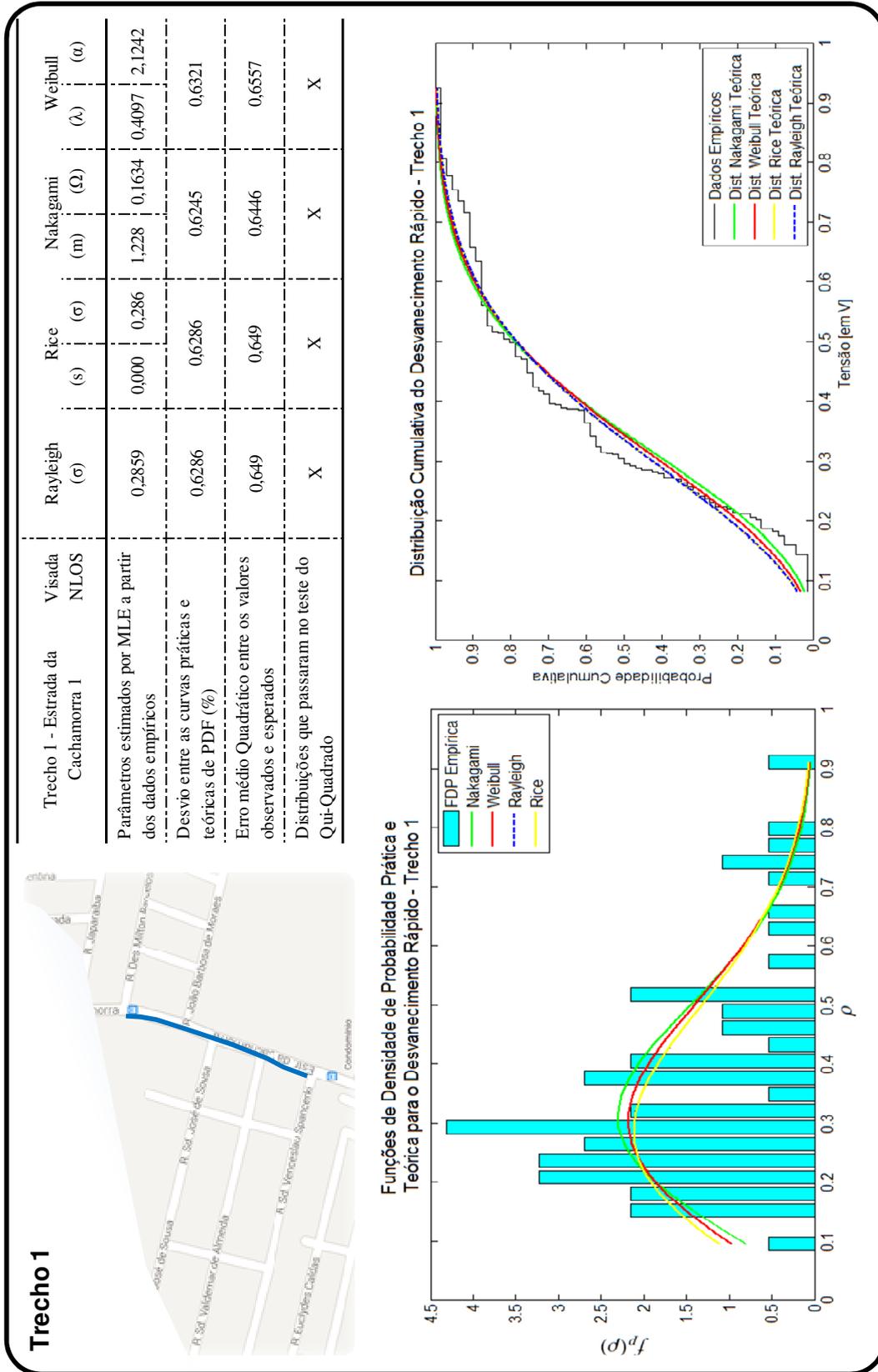


Figura C-14: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 1 - Rota Suburbana

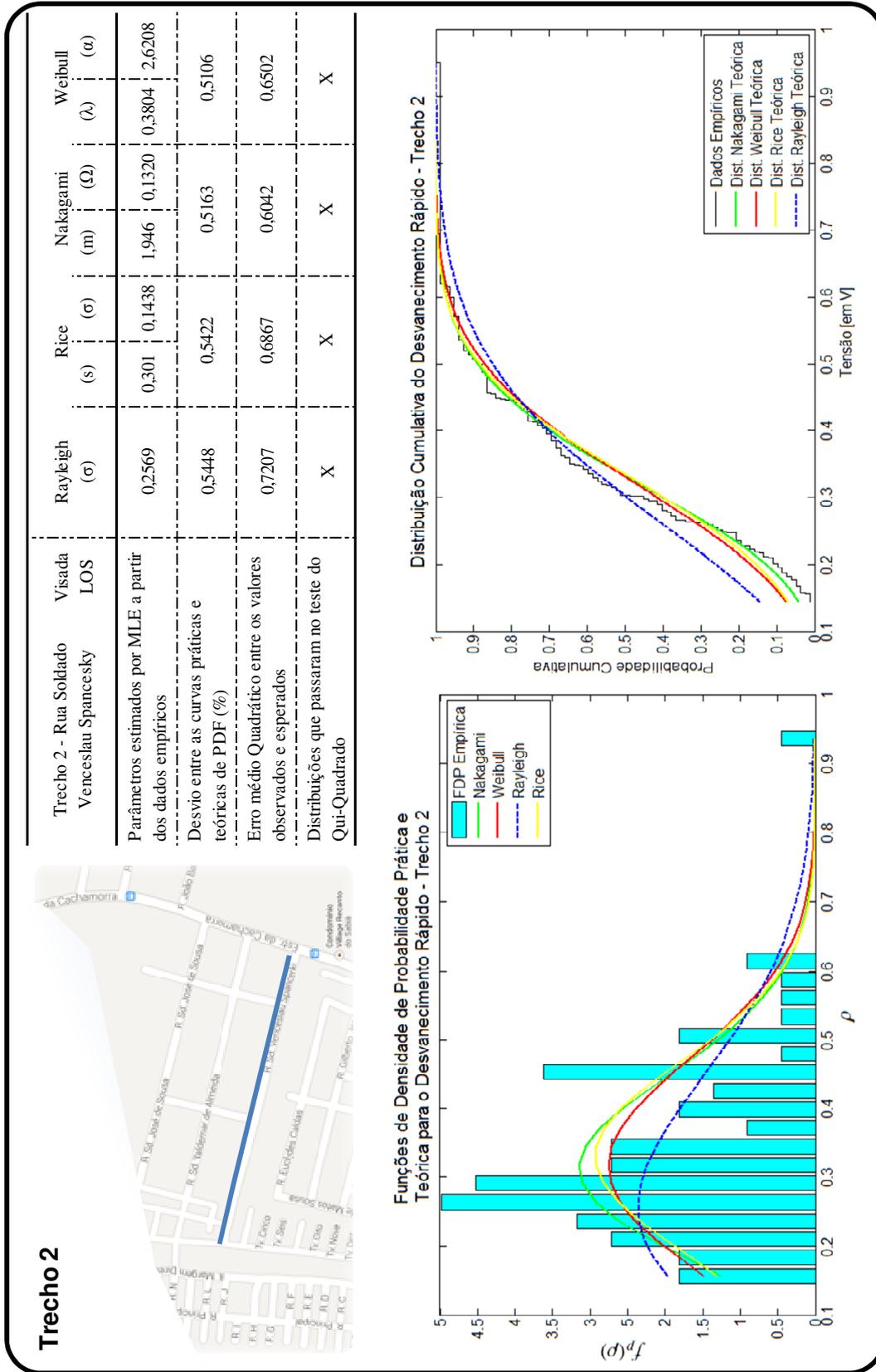


Figura C-15: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 2 - Rota Suburbana

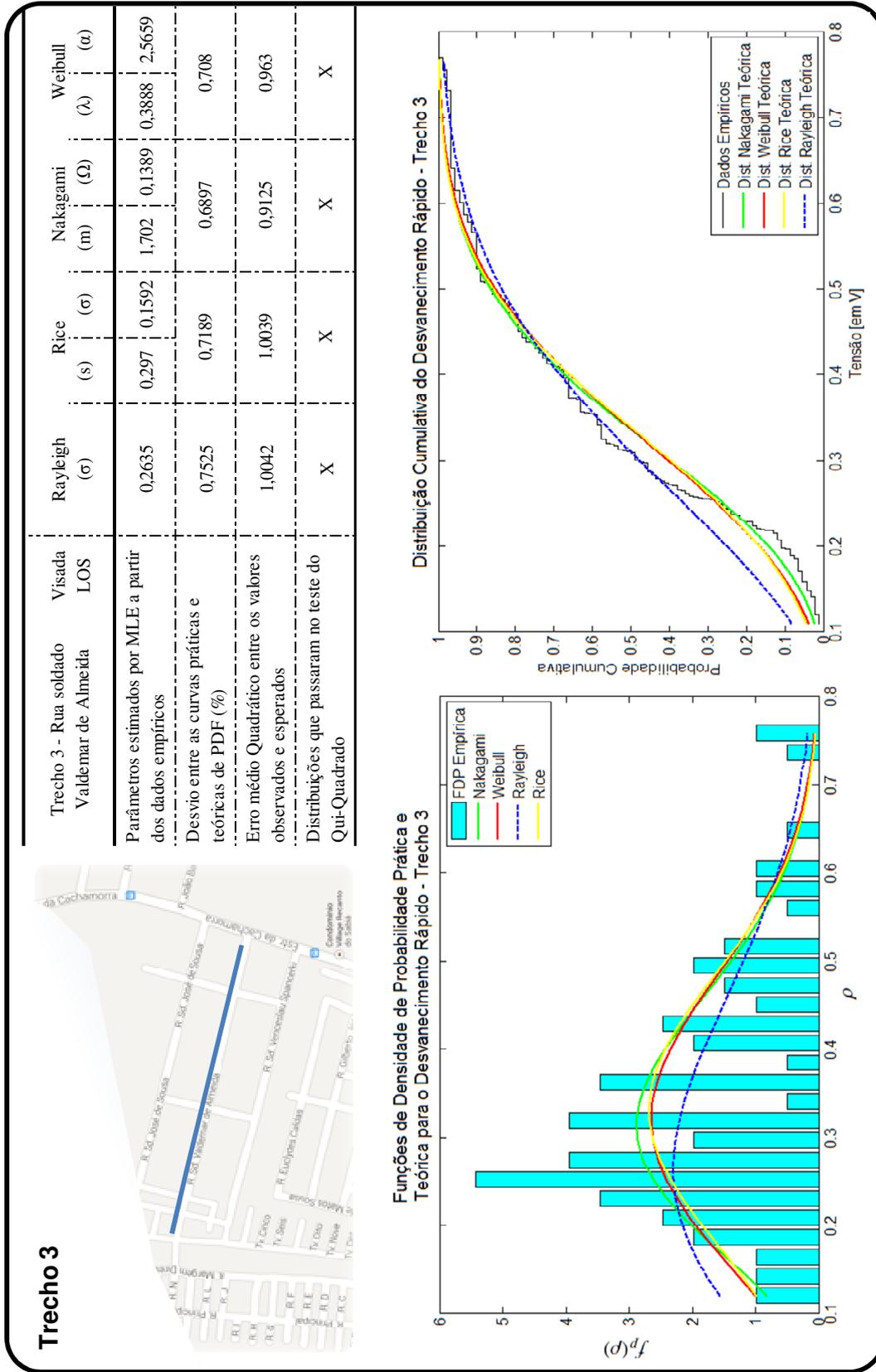


Figura C-16: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 3 - Rota Suburbana

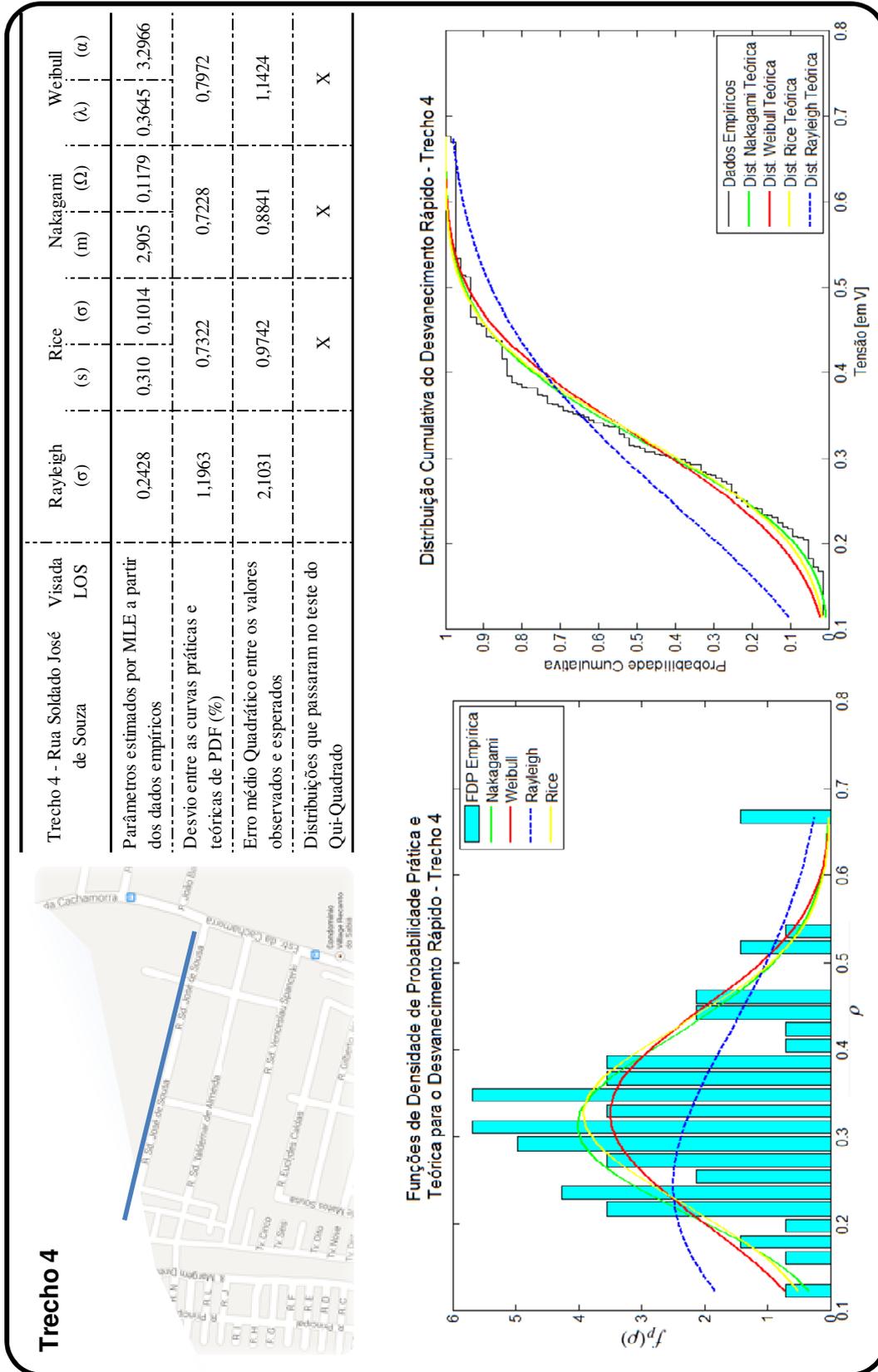


Figura C-17: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 4 - Rota Suburbana

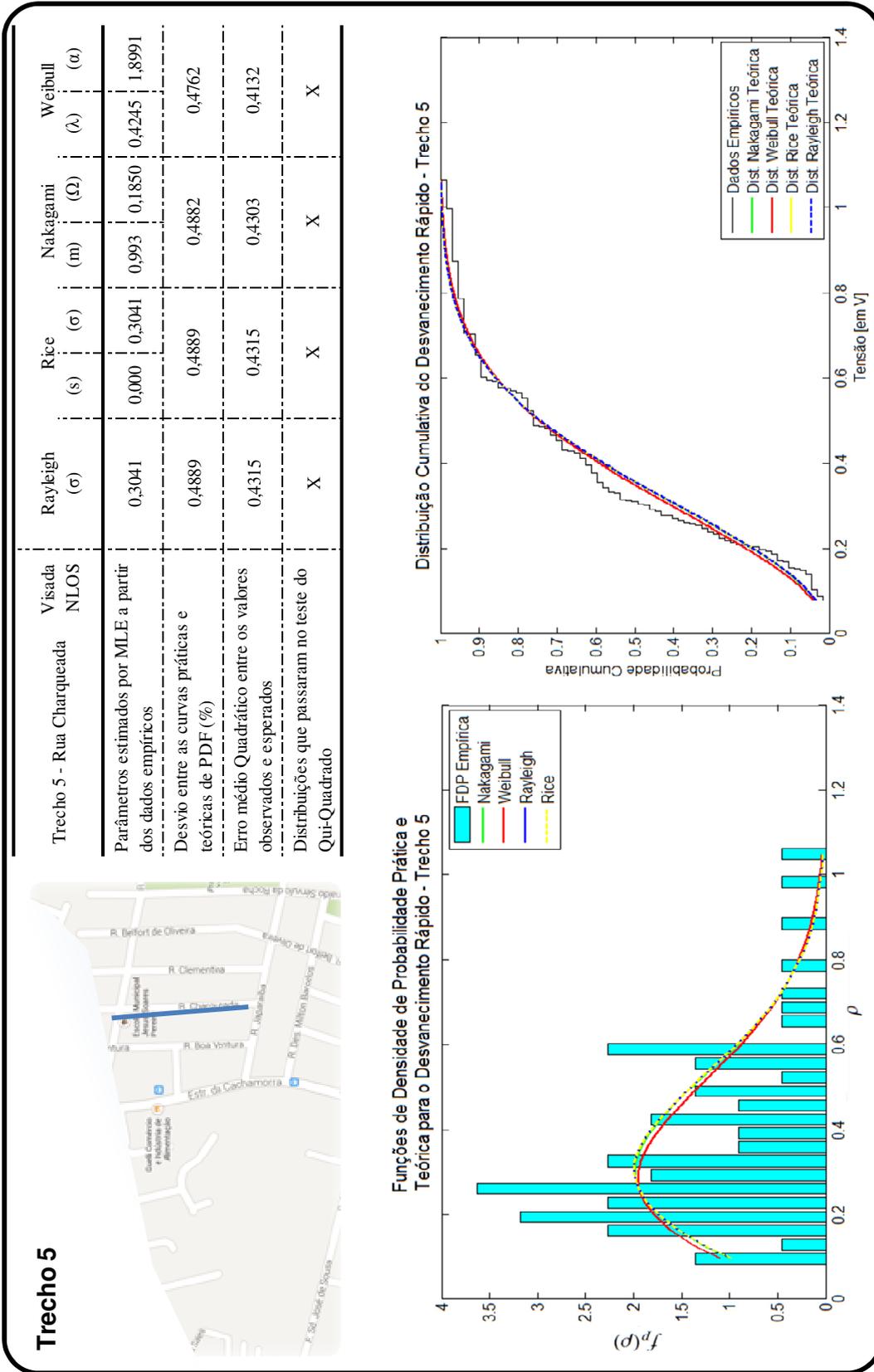


Figura C-18: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 5 - Rota Suburbana

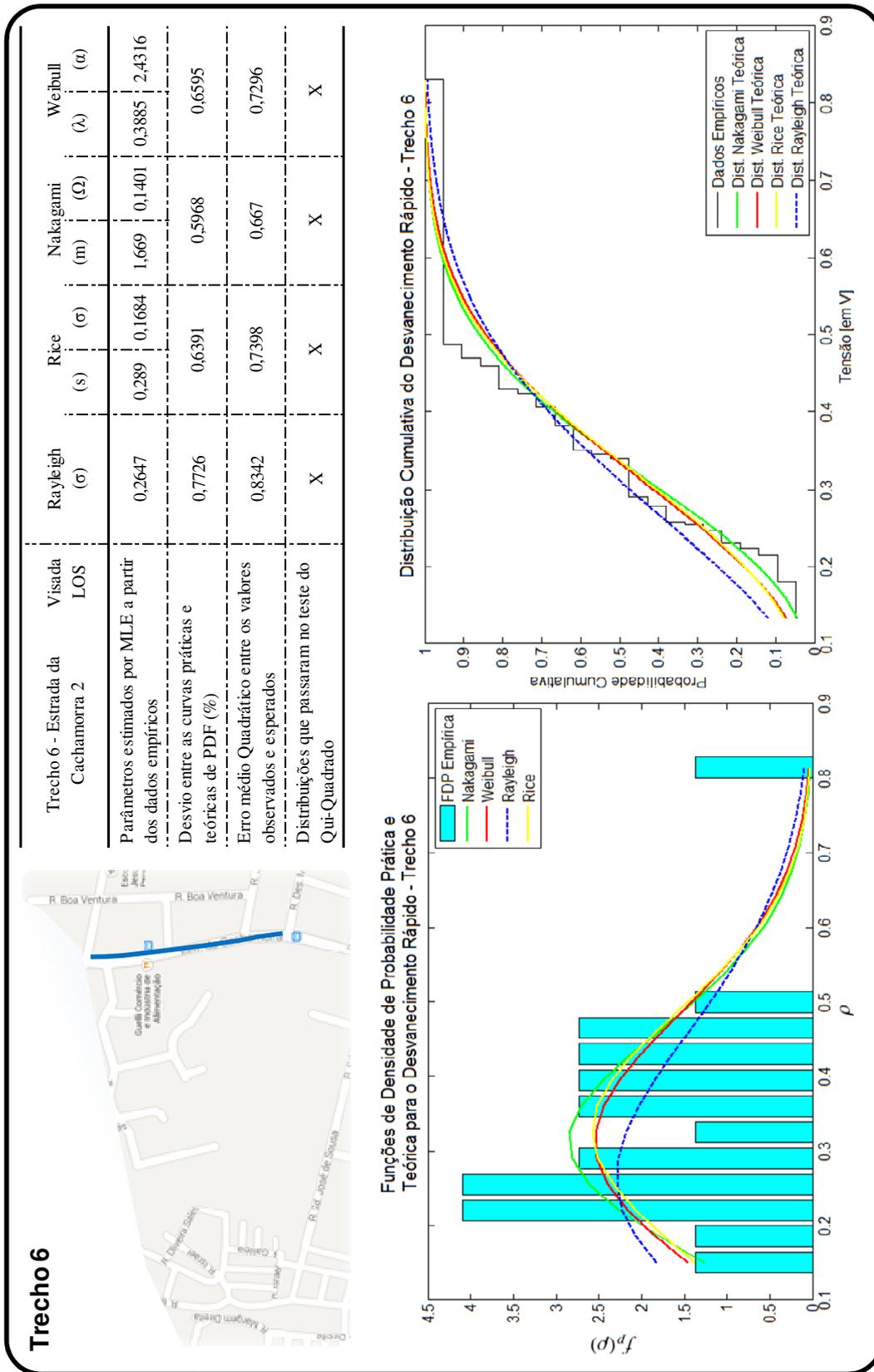


Figura C-19: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 6 - Rota Suburbana

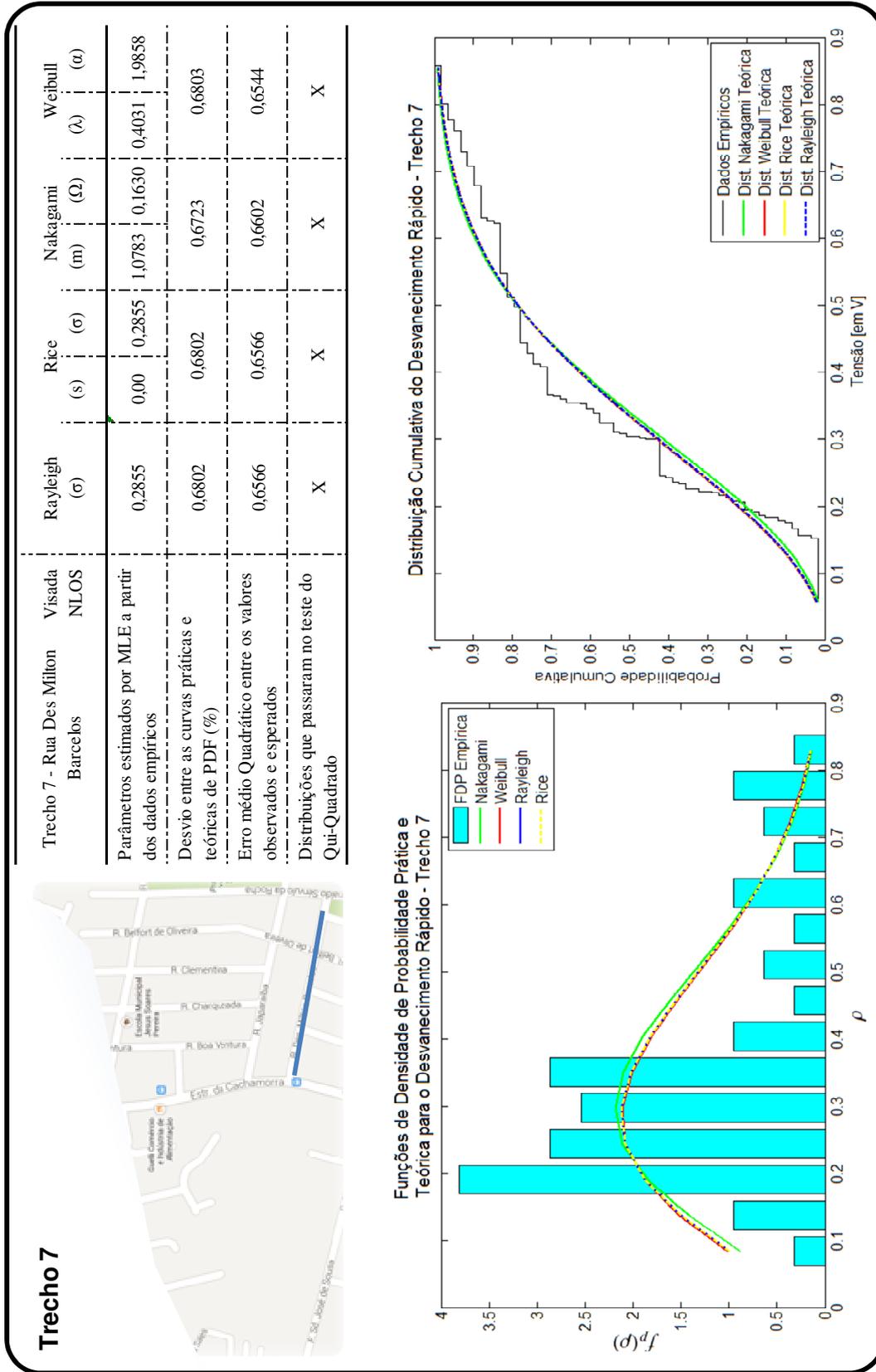


Figura C-20: Informações estatísticas de desvanecimento rápido - Trecho 7 - Rota Suburbana