



Wilyam David Torres Meza

**Caracterização de Canal Rádio Móvel em
Ambientes Suburbanos Geograficamente
Acidentados na Faixa de 5.8 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. Gláucio Lima Siqueira

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2013



Wilyam David Torres Meza

**Caracterização de Canal Rádio Móvel em Ambientes
Suburbanos Geograficamente Acidentados na Faixa de 5,8
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 do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Gláucio Lima Siqueira
Orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações – PUC-Rio

Prof. Luiz Alencar Reis da Silva Mello

Centro de Estudos em Telecomunicações – PUC-Rio

Profa. Leni Joaquim de Matos
UFF

Prof. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos

Instituto Nacional de Metrologia Normalização e Qualidade Industrial RJ

Prof. Carlos Vinicio Rodríguez Ron

Centro de Estudos em Telecomunicações – PUC-Rio

Prof. José Eugenio Leal

Coordenador Setorial do Centro Técnico Científico

Rio de Janeiro, 25 de fevereiro de 2013.

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

Wilyam David Torres Meza

Graduou-se em Engenharia Eletrônica com ênfase em Telecomunicações na Universidade Nacional de Engenharia em Lima-Perú em 1996. Trabalhou na empresa Telefônica do Perú na Área de Sistemas de Informação, HelpDesk, Redes e Comunicações até 2005. Obteve o título de Mestre em Engenharia de Telecomunicações na Universidade Federal Fluminense em 2008 na Área de Sistemas Moveis. Trabalhou como Consultor do projeto Huawei na Claro Matriz-RJ. Atualmente, está inscrito como bolsista Capes no programa de Pós-Doutorado vinculado ao Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia em Comunicações sem Fio (INCT-CSF).

Ficha Catalográfica

Meza, Wilyam David Torres

Caracterização de canal rádio móvel em ambientes suburbanos geograficamente acidentados na faixa de 5.8 GHz / Wilyam David Torres Meza; orientador: Gláucio Lima Siqueira – 2013.

223 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. Caracterização de canal. 3. Cobertura de sinal rádio móvel. 4. Parâmetros de dispersão. 5. Desvanecimento de sinal. 6. Frequência 5,8 GHz. I. Siqueira, Gláucio Lima. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

A minha esposa Martha e meu filho Rodrigo David, meus pais Sara, Luis e papai Samuel, meus irmãos Walter, Marco, Samuel, Angélica e Luz.

Agradecimentos

A Deus pela infinita companhia em cada passo, pelas coisas boas e também por colocar todas as boas pessoas no meu caminho ao longo destes anos que me apoiaram para conseguir o meu objetivo.

A meu orientador Professor Gláucio Lima Siqueira pelo grande apoio em tudo momento e sobre tudo nos mais críticos e pela amizade.

À Professora Leni Joaquim de Matos, pela confiança de sempre, apoio, conselhos, pela dedicação e por ter sempre um tempo para discutir alguma dúvida, apoio que me ajudaram muito nestes anos.

Ao professor Luiz Alencar Reis da Silva Mello, pelo apoio, e pela sua ajuda importante em conseguir os equipamentos e a van de medições.

Ao professor Dr. Luis Alberto Rabanal Ramirez, pelos conselhos para elaboração do presente trabalho e pela amizade.

Ao professor Dr. Carlos Rodrigues Ron, pela ajuda, explicação e conselhos para elaboração do presente trabalho e pela amizade.

A meu irmão Walter e minha cunhada Rosiane, pelo apoio incondicional e por ter me acolhido todos estes anos no seu Lar, o agradecimento infinito para eles dois.

A minha família, minha esposa Martha e meu filho Rodrigo pela compreensão de não estar perto deles nos momentos importantes destes longos anos, longe deles.

Aos meus pais porque deles sempre recebi o carinho e a educação importante e necessária para amadurecer e enfrentar qualquer obstáculo.

A Eryca Viera dos Santos, por toda sua consideração, dedicação, carinho e amizade, como se fosse de muitos anos. Principalmente também pela sua ajuda dirigindo a VAN no momento que mais precisava e sua colaboração incondicional e infinita importantíssima nessa etapa do Doutorado.

As minhas irmãs Angélica e Luz, pela ajuda mesmo de longe, também meus irmãos Samuel e Marcos por me ensinar com sua humildade e jeito de ser.

Aos funcionários da MIBRA, Diretivos ao Engenheiro Newton, Ao Sr. Aluizio Baptista, por disponibilizar algumas ferramentas, como antenas e cabos, também ao Emilio Frazão, Jefferson Cammarota, Henrique Lins, Glenda Gomes e Fabrício Pereira pela colaboração e disponibilidade de tempo para nos atender.

Ao CNPq, Capes e à PUC-Rio, pelos auxílios e bolsas concedidos, sem os quais este trabalho não poderia ter sido realizado.

Aos Funcionários e trabalhadores da Câmara Municipal de Tanguá, Presidente Paulo Sérgio dos Santos Leite, Diretor Dr. Romero Valentim dos Santos Filho, Chefe de Gabinete Marilza Alves Quintanilha, Aos vigias Luiz Emilio Antunes e Jorge Dias Castro, pelo serviço prestado de emprestar a sede onde foi colocada a antena transmissora nos dias da campanha de medições, pela paciência e espera em dias demorados.

A meus colegas do CETUC da PUC-Rio pela troca de ideias e ajuda no desenvolvimento da parte experimental do trabalho, Uwe Rojas Villanueva, Tiago Pina, Juliana Carvalho, Gelza Barbosa, Alfredo Córdoba, Walter Aliaga e Leonardo Gonsioroski pela ajuda incondicional no processamento dos dados de medições.

Ao amigo Fábio Vladimir pela ajuda na condução da van de medições, pelo seu tempo e paciência.

Aos amigos e colegas do Laboratório do Mestrado de Engenharia de Telecomunicações da UFF, Leonardo Paiva, Marcos Gomes, Fábio Fonseca, Vinicius Puga, pela colaboração e ajuda, Alex Cascardo pela ajuda incondicional no desenvolvimento de alguns códigos que ajudaram no processamento dos meus dados medidos.

Resumo

Meza, Wilyam David Torres; Siqueira, Gláucio Lima (Orientador). **Caracterização de Canal Rádio Móvel em Ambientes Suburbanos Geograficamente Acidentados na Faixa de 5,8 GHz**. Rio de Janeiro, 2012. 223p. Tese de Doutorado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Devido ao avanço e à proliferação de sistemas de comunicações *wireless*, como por exemplo, sistemas de Terceira Geração (3G), Wi-fi e WiMax e, também, o uso de tecnologias como o OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*), as frequências de operação estão cada vez maiores, face à escassez de espectro. Nesse âmbito, é importante conhecer o comportamento do sinal rádio móvel recebido na presença do canal rádio. Considerando os fatos citados, este trabalho apresenta resultados experimentais de campanhas de medições que permitiram caracterizar o comportamento do canal de rádio-propagação em ambientes com característica suburbana e rural, a análise empírica do comportamento faixa estreita do sinal rádio móvel assim como a análise em faixa larga. As campanhas de medições foram feitas na cidade de Tanguá, BR101-Km 275, cidade do Rio de Janeiro, com um *setup* de Transmissão na frequência de operação de 5.765 GHz, na faixa de frequência de característica de uso livre, montado no segundo andar (Terraço) do prédio da câmara municipal da prefeitura de Tanguá, considerado um dos pontos altos da cidade. O receptor móvel foi montado dentro do laboratório móvel de telecomunicações (van de medições) com uma antena receptora sobre o teto da van. Serão apresentados, também, os métodos de medição que deverão ser adotados tanto para faixa estreita quanto para faixa larga, a fim de se conseguir dados para realizar uma análise mais completa do canal. Assim, a pesquisa estará baseada em caracterizar a cobertura dos enlaces em 5,8 GHz, obtendo a maior quantidade de informação a respeito das características do canal, incluindo as estatísticas de pequena escala e larga escala, os modelos que melhor se ajustam ao canal, e os parâmetros de dispersão.

Palavras-chave

Caracterização de canal; ambientes suburbanos; ambientes geograficamente acidentados; frequência 5,8 GHz.

Abstract

Meza, Wilyam David Torres; Siqueira, Gláucio Lima (Advisor). **Mobile Radio Channel Characterization on Suburban and Geographically Uneven Environment at 5.8 GHz**. Rio de Janeiro, 2012. 223p. PhD Thesis – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Due to the improvements and proliferation of wireless communication systems, such as Third Generation (3G), Wi-Fi, WiMax and the use of technologies like OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) the operation frequencies are increasing due the lack of available spectrum. In this context, it is important to understand the behavior of the radio signal received over the radio channel. Considering the facts mentioned above, this work presents experimental results of measurement campaigns, allowing the characterization of radio channel propagation behavior in environments with suburban and rural characteristics, the empirical analysis of narrow band mobile radio signal behavior and also the wideband analysis. The measurement campaigns were performed in the city of Tanguá, BR101, Km 275, in the state of Rio de Janeiro, with a transmission setup operating in the frequency of 5.765 GHz, in the ISM frequency range, assembled on the second floor (roof) of the town hall building of Tanguá, considered one of the tallest points in the city. The mobile receiver was setup inside the telecommunications mobile lab (a van used in the measurements) with a receiving antenna placed on the roof of the van. The measurement methods that must be adopted for both narrowband and broadband to obtain enough data to conduct a more comprehensive analysis of the channel are also presented. Thus, the research is based on characterizing the coverage of the 5.8 GHz links, obtaining as much information as possible about the characteristics of the channel, including small-scale and large-scale statistics, models that best fit the channel, and dispersion parameters.

Keywords

Channel characterization; suburban environments; geographically uneven environments; 5,8 HGz frequency.

Sumário

1. INTRODUÇÃO	17
1.1. Resumo Histórico	18
1.2. Objetivos e Contribuições	20
1.2.1. Objetivos	21
1.2.2. Contribuições ou Justificativas	21
1.3. Proposta de Trabalho	22
2. CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL	24
2.1. Introdução	24
2.2. Propagação de ondas	25
2.2.1. Modos básicos de propagação	28
2.3. Perda de Propagação	29
2.4. Desvanecimentos do Sinal Recebido	30
2.4.1. Desvanecimento em Grande Escala	31
2.4.2. Desvanecimento em Pequena Escala	32
2.5. Modelo de Resposta ao Impulso Para Um Canal Multipercurso	33
2.5.1. Potência Recebida através do Canal Multipercurso	35
2.5.1.1. Análise em Banda Larga	35
2.5.1.2. Análise em Banda Estreita	36
2.6. Parâmetros de dispersão temporal do canal	37
2.7. Modelos de Previsão de Cobertura	40
2.7.1. Modelos de Propagação no Espaço Livre	42
2.7.2. Modelo de Okumura - Hata	43
2.7.3. Modelo Hata Cost231	47
2.7.4. Modelo Estendido até 6 GHz	48
2.7.5. Modelo de Erceg	49
2.7.6. Modelo SUI	52
2.7.7. Modelo de UFPA – SUI Modificado	54
2.7.7.1. Modelo de Propagação para 5.8 GHz	55
2.8. Acesso a Banda Larga sem Fio	56
2.9. O Padrão WiMAX	60
2.10. Técnica OFDM	61
3. ANÁLISE ESTATÍSTICA DO SINAL	69
3.1. Distribuição Log-Normal	69
3.2. Distribuição de Rayleigh	73
3.2.1. Taxa de Cruzamento de Nível Rayleigh	76
3.2.2. Duração Média de Desvanecimento Rayleigh	77
3.3. Distribuição de Rice	77
3.3.1. Taxa de Cruzamento de Nível Rice	79
3.3.2. Duração Média de Desvanecimento Rice	80
3.4. Distribuição Nakagami-m	80
3.4.1. Taxa de Cruzamento de Nível Nakagami-m	81
3.4.2. Duração Média de Desvanecimento Nakagami-m	82

3.5. Distribuição $\alpha - \mu$	82
3.5.1. Taxa de Cruzamento de Nível $\alpha - \mu$	84
3.5.2. Duração Média de Desvanecimento $\alpha - \mu$	84
4. DESCRIÇÃO DOS AMBIENTES E SETUP DE MEDIÇÕES	85
4.1. Descrição dos Ambientes de Medição	85
4.2. Descrição do Setup de Transmissão e Recepção	86
4.2.1. Descrição do Setup de Transmissão	87
4.2.1.1. Gerador Vetorial de Sinus	89
4.2.1.2. Amplificador de Potência	81
4.2.1.3. Antena de Transmissão	91
4.2.2. Descrição do Setup de Recepção	92
4.2.2.1. Antena	92
4.2.2.2. Amplificador de Baixo ruído (LNA)	93
4.2.2.3. Analisador de Sinal <i>Signature</i> MB2781B	94
4.2.2.4. Placa de Aquisição de dados USB 6212-BNC	96
4.2.2.5. <i>Notebook Sony</i> com licença do <i>Software Labview</i> Instalada	97
4.2.2.6. GPS <i>Garmin</i> modelo GPSmap62	98
4.2.2.7. Cabos coaxiais	99
4.2.2.8. Fontes de Alimentação	99
4.2.3. Procedimento de Medição e Aquisição em Faixa Estreita	99
4.2.3.1. Parâmetros configurados na Transmissão	99
4.2.3.2. Parâmetros configurados na Recepção	100
4.2.4. Procedimento de Medição e Aquisição em Faixa Larga	100
4.2.4.1. Parâmetros configurados na Transmissão	100
4.2.4.2. Parâmetros configurados na Recepção	101
5. PROCESSAMENTO DOS DADOS E RESULTADOS	102
5.1. Procedimentos para Análise em Faixa Estreita	102
5.1.1. Aquisição de dados	102
5.1.2. Descrições das Rotas da Campanha de Medições	103
5.1.3. Setorização	104
5.1.4. Tipo de Área nas Rotas da Campanha de Medição	110
5.2. Análise da Variabilidade de Pequena Escala do Sinal	110
5.2.1. Taxa de cruzamento de nível e a duração média	119
5.3. Resumo de Resultados em pequena Escala	121
5.4. Análise da Variabilidade de Larga Escala do Sinal	123
5.5. Resumo de Resultados de Larga Escala.	131
5.6. Comparação das Medidas com alguns Modelos de cobertura	132
5.7. Procedimentos para Análise em Faixa Larga	136
5.7.1. Aquisição de dados	136
5.7.2. Técnica de Limpeza WDEN (<i>Wavelet Denoising</i>)	137
5.7.3. Descrições das Rotas da Campanha de Medições Faixa Larga.	138
5.7.4. Cálculo da Banda de Coerência	143
5.7.5. Comparação medidas faixa larga com Modelos de Cobertura	146
5.7.6. Resumo de Resultados	149

6. CONCLUSÕES	151
6.1. Contribuições e Trabalhos Futuros	153
7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS POR CAPÍTULOS	155
8. APÊNDICES	162

Lista de figuras

Figura 2.1 – Três modos de propagação em sistemas sem fio.	29
Figura 2.2 – Resposta ao impulso para um canal sob o efeito de multipercurso.	34
Figura 2.3 – Mecanismos de propagação: difração, reflexão, espalhamento [22].	41
Figura 2.4 – Curva de nível médio do sinal para banda de 900 MHz.	43
Figura 2.5 – Gráfico de (Perda no percurso) X (distância) para macrocélula, localizada em Seattle.	50
Figura 2.6 – Representação gráfica da padronização das redes sem fio.	58
Figura 2.7 – Comparação entre sistemas com portadora simples e OFDM [48].	62
Figura 2.8 – Sistemas com portadoras simples e OFDM, sujeitos a desvanecimentos seletivos [48].	64
Figura 2.9 – Representação em frequência de uma portadora OFDM [36].	64
Figura 2.10 – Estrutura de sub-portadoras de um sistema OFDM [36].	65
Figura 2.11 – Definição de termos OFDM [51].	66
Figura 3.1 – Função densidade de probabilidade log-normal com média e desvio padrão do logaritmo da variável aleatória iguais a 0,5.	72
Figura 3.2 – Descrição da densidade de probabilidade para a distribuição estatística de Rayleigh, considerando um desvio padrão unitário.	76
Figura 3.3 – Comportamento da função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero.	79
Figura 3.4 – Formato geral da densidade de probabilidade para um fenômeno estatístico descrito pela distribuição de Rice. As curvas representam variação da amplitude da onda direta entre 0 e 3 vezes o desvio padrão.	79
Figura 4.1a. – Visão do percurso de medição no <i>Google Earth</i> da cidade de Tanguá.	85
Figura 4.1b. – Visão da cidade de Tanguá a partir do local de Transmissão.	86
Figura 4.2 – Laboratório Móvel de Medições.	87
Figura 4.3 – <i>Setup</i> de Transmissão, antena aponta ao centro da cidade.	88
Figura 4.4 – Gerador Vetorial MG3700A.	89
Figura 4.5 – <i>Software</i> de Aplicação <i>IQproducer</i> para o gerador MG3700A.	90

Figura 4.6 – Diagrama de radiação da Antena setorial [Apendice B].	91
Figura 4.7 – <i>Setup</i> de Recepção montado dentro da VAN de Medições.	92
Figura 4.8 – Antena Receptora Omnidirecional no topo da VAN.	93
Figura 4.9 – Apresentação do <i>Software Signature</i> .	94
Figura 4.10 – Analisador Vetorial de rede Signature MS2781B.	96
Figura 4.11 – Placa de Aquisição de dados BNC-USB6212.	97
Figura 4.12 – Software de Aplicação LABVIEW, para aquisição de dados.	97
Figura 4.13 – Aplicação livre para GPS.	98
Figura 4.14 – <i>GPS Garmin Gpsmap62</i> .	98
Figura 5.1 – Setorização das 11 rotas.	106
Figura 5.2 – Rotas Setorizadas e filtradas com nível de sinal apropriado para a análise.	107
Figura 5.3 – Lista de cores com ranges de níveis de potência.	108
Figura 5.4 – Rua no início da rota 1- suburbano.	108
Figura 5.5 – Viaduto no centro da cidade de Tanguá na rota 1.	109
Figura 5.6 – Rua na área rural da cidade de Tanguá na rota 11.	109
Figura 5.7 – Outra rua na rota 11, mais longe do transmissor.	110
Figura 5.8 (a) e (b) – fdps Rayleigh e Rice com menor QUI para Setor Suburbano – rota 1.	114
Figura 5.8 (c) – fdp Nakagami com menor QUI para Setor Suburbano rota 1.	114
Figura 5.8 (d) e (e) – fdps Gauss e α - μ com menor QUI para setor suburbano da rota 1.	115
Figura 5.9 – Vista setorizada da rota 1 suburbano.	116
Figura 5.10 (a) – fdp Rayleigh com menor QUI para setor rural - rota 11.	116
Figura 5.10 (b) e (c) – fdps Rice e Nakagami com menor QUI setor rural - rota 11.	117
Figura 5.10 (d) – fdp Gauss com menor QUI setor Rural - rota 11.	117
Figura 5.10 (e) – fdp α - μ com menor QUI para setor Rural - rota 11.	118
Figura 5.11 – Vista setorizada da Rota 11 Suburbano – Rural.	118

Figura 5.12 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração média setor 155 – rota 1.	119
Figura 5.13 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração média setor 190 – rota 1.	120
Figura 5.14 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração média setor 1094 – rota 11.	120
Figura 5.15 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração media setor 1217 - rota 11.	121
Figura 5.16 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 1.	124
Figura 5.17 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 2.	125
Figura 5.18 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 10.	125
Figura 5.19 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 11.	126
Figura 5.20 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 3 na rota 2.	127
Figura 5.21 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 7 na rota 2.	127
Figura 5.22 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 4 na rota 10.	128
Figura 5.23 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 5 na rota 10.	128
Figura 5.24 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 2 na rota 11.	129
Figura 5.25 – Ajuste do desvanecimento lento na rota 1.	130
Figura 5.26 – Perda com a distância na rota 1 Suburbano.	133
Figura 5.27 – Perda com a distância na rota 2 Suburbano.	133
Figura 5.28 – Perda com a distância na rota 10 rural.	134
Figura 5.29 – Perda com a distância na rota 11 rural.	134
Figura 5.30 – Sinal OFDM gerado no Matlab e enviado ao gerador MG3700A.	136
Figura 5.31 – Rota completa percorrida nas campanhas de medição Faixa Larga.	140
Figura 5.32 – Perfil de Retardo N = 100 limpo da rota 1.	141
Figura 5.33 – Perfil de Retardo N = 100 limpo da rota 2.	141
Figura 5.34 – Variação do <i>delay spread</i> ao longo da rota 1.	142

Figura 5.35 – Desvio Padrão RMS por distancia na rota 1.	143
Figura 5.36 – Perfil de correlação normalizado para banda de coerência a 90% na rota 1.	144
Figura 5.37 – Banda de coerência a 90% por perfil na rota 1.	144
Figura 5.38 – Perfil normalizado N = 50 da rota 2 para banda de coerência 90%.	145
Figura 5.39 – Banda de coerência a 90% por perfil na rota 2.	145
Figura 5.40 – Perda por Distância na rota 1 com medidas em canal faixa larga.	146
Figura 5.41 – Perda por Distância na rota 2 com medidas em canal Faixa Larga.	147
Figura 5.42 – Perda por Distância na rota 3 com medidas em canal Faixa Larga.	148
Figura 5.43 – Perda por Distância na Rota 4 com medidas em canal Faixa Larga.	149

Lista de tabelas

Tabela 2.1 – Fenômenos físicos que afetam a propagação de uma onda no espaço.	26
Tabela 2.2 – Valores numéricos dos parâmetros do modelo.	52
Tabela 2.3 – Parâmetros do modelo de SUI.	54
Tabela 2.4 – Principais características dos padrões 802.16X.	61
Tabela 2.5 – Parâmetros OFDM do WiMAX - fixo e móvel [31].	67
Tabela 5.1 – Rotas associadas às ruas percorridas.	104
Tabela 5.2 – Rota com quantidade de setores Totais e filtrados com tipos de área.	105
Tabela 5.3 – Rotas por quantidade de vezes que as fdps passaram no teste.	112
Tabela 5.4 – Menor valor de QUI para cada rota.	113
Tabela 5.5 – Características das rotas sondadas, valores finais do teste χ^2 e coeficiente de perda do percurso (n).	131
Tabela 5.6 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 1.	135
Tabela 5.7 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 2 suburbano.	135
Tabela 5.8 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 10 rural.	135
Tabela 5.9 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 11 rural.	135
Tabela 5.10 – Rota associada à Rua percorrida nas medições faixa larga.	139
Tabela 5.11 – Número de pontos aquisitados válidos por Rota	140
Tabela 5.12 – Valores do Tau e Tau_RMS das Rotas	142
Tabela 5.13 – Erros de medição para os modelos na rota 1	146
Tabela 5.14 – Erros de medição para os modelos na rota2	147
Tabela 5.15 – Erros de medição para os modelos na rota3	148
Tabela 5.16 – Erros de medição para os modelos na rota 4	149

INTRODUÇÃO

A demanda de novos serviços móveis de transmissão de dados, que requerem altas taxas de transmissão, tem originado a pesquisa e o desenvolvimento de diversos sistemas e tecnologias como, por exemplo, sistemas de Terceira Geração (3G), Wi-Fi e WiMAX. Paralelamente, temos o desenvolvimento de tecnologias como a de Espalhamento Espectral e OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*).

Com a proliferação das comunicações sem fio (*wireless*), as frequências de operação passaram dos níveis sub-GHz a até 5,8 GHz. Como resultado, os pesquisadores precisam conhecer o comportamento do ambiente radiomóvel e sua influência nos sinais em propagação, a fim de que os provedores de serviço possam melhor definir os parâmetros do sistema e planejar a localização das estações rádio-base (ERB) para atenderem a área de cobertura desejada. Na frequência de 5,8 GHz, devido ao menor alcance da onda eletromagnética, será necessário um número maior de ERBs para a cobertura de sinal na área. Assim, um estudo da influência do ambiente de propagação nos sinais em que estes novos sistemas operarão é um fator importante no projeto e desenvolvimento dos equipamentos a serem usados, assim como no planejamento de cobertura para a operação de uma rede de serviços com qualidade adequada.

Associando os dois fatos citados: maiores frequências e novos sistemas, a proposta desta tese é analisar a cobertura de rede em banda larga, para ambiente suburbano-rural numa área da região do Rio de Janeiro, cidade de Tanguá, localizada no km 275 da BR 101, apresentando a metodologia a ser adotada de forma a obter resultados de cobertura e estatística do sinal dentro de um ambiente de simulação com dados reais medidos. Serão apresentados, também, os métodos de medição que deverão ser adotados, a fim de se conseguir realizar uma análise dos dados provenientes das medições em campo, e será proposto o planejamento e/ou otimização dentro de um sistema que trabalha com frequências de enlace de 5,8 GHz. Assim, a pesquisa estará baseada em caracterizar a cobertura dos enlaces

em 5,8 GHz, obtendo a maior quantidade de informação a respeito das características do canal.

Nos capítulos 2 e 3, serão indicados os fundamentos teóricos associados às características de canal rádio móvel e análise estatística do sinal, respectivamente.

No capítulo 4 se abordará a descrição dos ambientes sondados e de todos os componentes utilizados, além do funcionamento dos *setups* dos sistemas de transmissão e recepção montados na cidade de Tanguá. Também serão fornecidas algumas características e parâmetros dos dispositivos e equipamentos utilizados para montar o lado transmissor e receptor da rede, de forma a seguir um procedimento de medição para adquirir dados de níveis de sinal no receptor para diferentes rotas-ambientes. Além disso, a aquisição de dados será realizada para diferentes sinais no Transmissor, de forma a se analisar o comportamento do canal rádio móvel tanto em faixa estreita quanto em faixa larga.

No capítulo 5, com os dados adquiridos nas campanhas de medições, pretende-se determinar, com certo processamento computacional em ambiente de simulação da ferramenta Matlab, os parâmetros necessários para a caracterização do canal de rádio propagação e do cálculo de parâmetros característicos para faixa estreita e faixa larga dos ambientes usados nas campanhas de medição.

O capítulo 6 constará da análise dos resultados e conclusões dos dados processados abordando, principalmente, quais são os parâmetros relevantes em cada rota do ambiente e a predominância deles.

Finalmente, no capítulo 7, estão listadas as referências utilizadas.

1.1

Resumo Histórico [1]

No início do século XIX, Michael Faraday (1791-1867) proporcionou um avanço no estudo dos fenômenos eletromagnéticos, a partir da publicação da *lei da indução*, que relaciona a força eletromotriz induzida em uma espira e a variação do fluxo magnético através da superfície por ela limitada. A descoberta dessa lei tomou muitos anos de pesquisa, pois em 1822 já havia em suas anotações a idéia: *converter a eletricidade em magnetismo* mostrando que relacionar eletricidade e magnetismo já era um de seus objetivos [2]. Alguns pesquisadores, como Charles Augustin de Coulomb (1736-1806), a quem se

devem notáveis contribuições para o avanço da ciência, não compartilhavam da mesma convicção, só aceitando-a após as experiências, em 1819, de Hans Christian Oersted (1777-1851) [3]. Em 1864, James Clark Maxwell (1831-1879) estabeleceu as formulações matemáticas das leis da eletricidade e do magnetismo publicadas em 1865 e, em 1873, no seu famoso livro *Tratado de Eletricidade e Magnetismo*. Segundo Maxwell, a eletricidade e o magnetismo estavam intimamente relacionados e usando um conjunto de equações deduziu, matematicamente, a existência das ondas eletromagnéticas. Essas ondas estariam estreitamente ligadas aos fenômenos luminosos e deveriam propagar-se no espaço com a velocidade da luz. Foi devido à teoria de Maxwell que ocorreu uma aceleração na procura por resultados mais abrangentes e práticos dos fenômenos envolvendo eletricidade e magnetismo.

Em 1883 Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894) conseguiu comprovar experimentalmente a existência das ondas eletromagnéticas. Com a comprovação das ondas eletromagnéticas, foram realizadas pesquisas mais profundas na área. Em pouco tempo, surgiu o primeiro tratamento sistemático sobre as ondas eletromagnéticas, elaborado por Oliver Heaviside (1850-1925), em seu trabalho sobre a *Teoria Eletromagnética*. Nessa obra, Heaviside já previa a existência da *ionosfera*, uma região gasosa ionizada na parte superior da atmosfera. Essa região também foi prevista por Arthur Edwin Kennelly (1861-1939) e comprovada, experimentalmente, por Edward Victor Appleton (1892-1965), em 1925. Este pesquisador descobriu, ainda, a existência de camadas refletoras no interior da região ionizada, pelo que recebeu o prêmio Nobel de Física de 1947. A existência da ionosfera permitiu a transmissão de mensagens por ondas eletromagnéticas a grandes distâncias.

A primeira transmissão transoceânica foi concluída por Guglielmo Marconi (1874-1937) no final do século XIX, mais precisamente em 1899, que estabeleceu um enlace entre Poldhu, no País de Gales, e a ilha da Terra Nova, no Canadá. As experiências sobre as possibilidades de uso das ondas eletromagnéticas marcaram o início da era das comunicações sem fio. Os créditos atribuídos a Marconi pelo início da radiotelegrafia garantiram-lhe o prêmio Nobel de Física de 1909, mas foi nos meados da década de 30 que enlaces de radiocomunicações começaram a ser mais usados, sendo as frequências utilizadas na faixa de 30-40 MHz. Já na década de 40, os sistemas de transmissão usando

canais móveis eram operados nas frequências entre 100-200 MHz. No começo dos anos 60, com o desenvolvimento da tecnologia, sistemas de comunicações começaram a usar frequências acima de 450 MHz [4].

A teoria da propagação das ondas eletromagnéticas em um meio aleatório e irregular é um ramo do processo estocástico muito pesquisado nos últimos 30 anos. As aplicações podem ser usadas em diferentes ambientes como para o estudo da atmosfera, da ionosfera, da óptica e radioastronomia, bem como na radiocomunicação.

O brilho das estrelas quando visto flutuando no céu em uma posição aparente é devido aos múltiplos espalhamentos da sua irradiação em camadas irregulares na atmosfera. O fenômeno é de interesse de físicos e de astrônomos há muito tempo. Pela análise visual e considerando a teoria dos múltiplos espalhamentos formou-se uma nova teoria. Essa teoria é de grande importância no que diz respeito aos múltiplos espalhamentos da onda em meios irregulares e exige conceitos matemáticos de maior complexidade [5].

A análise do desvanecimento e o envolvimento em problemas de comunicações baseiam-se em modelos estatísticos, estudados com maior intensidade a partir da década de 60, tendo levado a importantes resultados experimentais. Clarke [6] estudou o comportamento estatístico de ondas eletromagnéticas planas independentes. Essas ondas são originadas por reflexões, refrações em obstáculos, múltiplas trajetórias na atmosfera, etc... Hassen e Finn [7] mostraram que em um ambiente rádio-móvel o sinal sofre outras flutuações em torno do seu valor médio. Suzuki [8] propôs uma distribuição de probabilidades que reunia dois efeitos sofridos pela onda durante a propagação: o *sombreamento* e o *multipercorso*. As características de variação do sinal continuam sendo pesquisadas e novas distribuições de probabilidades incluem características próprias a serem aplicadas em diferentes ambientes.

1.2

Objetivos e Contribuições

O estudo do ambiente de propagação, juntamente com suas características, torna eficaz o planejamento da cobertura de sinal para atendimento aos usuários, além da definição de importantes parâmetros que afetam o desempenho dos

sistemas. A análise de diversos fatores, como frequência de operação, modulação, análise do canal rádio móvel de banda larga, desempenho e os modelos de propagação, são variáveis fundamentais para estimar a qualidade da propagação nos sistemas de comunicações móveis.

1.2.1

Objetivos

Este trabalho está concentrado na caracterização do ambiente de propagação rádio móvel e a análise dos modelos de predição de cobertura utilizados nos sistemas sem fio, na faixa de 5 GHz. Neste contexto, os principais objetivos são:

- Montar um *setup* de Tx e Rx, para fazer o estudo em banda estreita e banda larga no ambiente sondado, na cidade de Tanguá, localizada no Km 275 da BR 101 do estado do Rio de Janeiro.
- Obter uma base de dados de informações de medições na faixa de frequência de 5 GHz que não existe na literatura atual.
- Caracterizar um ambiente de propagação geograficamente acidentado numa região suburbana e rural do Rio de Janeiro (Prefeitura de Tanguá) e estudar o comportamento do canal rádio móvel.

1.2.2

Contribuições ou Justificativas

A motivação ou interesse pelo tema baseia-se na atualidade e na possibilidade de afetar o cotidiano das pessoas, que possuem acesso à *internet*, rompendo as fronteiras territoriais e culturais, não limitando o acesso a países subdesenvolvidos ou cidades distantes de grandes metrópoles, além de trazer novas oportunidades de trabalho na área tecnológica. De maneira muito particular, o interesse deste estudo surge pela geografia acidentada do meu país, geografia com muitas montanhas, cordilheiras, desertos, lagoas, muito território acidentado

e pequenas cidades urbano-rurais, estudo que poderia ajudar a desenvolver nessas regiões as telecomunicações para o acesso à inclusão digital.

As contribuições científicas deste trabalho original são:

- Contribuir com levantamento de uma base de dados para estudar o comportamento do canal de propagação sobre um sinal num ambiente urbano hostil, geograficamente acidentado, na faixa de frequência de 5 GHz, que não se dispõe na literatura atual.
- Estudar os modelos de cobertura fazendo uma análise comparativa de modelos de predição de cobertura na faixa de 5,8 GHz para saber se são adequados para a região sondada, a partir de medições realizadas na cidade do Rio de Janeiro; caso contrário propor um modelo para o tipo de ambiente mencionado.
- Caracterizar o canal de propagação fazendo o estudo com medições em faixa estreita e faixa larga.

1.3

Proposta de Trabalho

A principal característica deste trabalho é aquirir a maior quantidade de informação em ambientes de propagação não muito fáceis de acessar pela sua geografia.

O principal objetivo da tese é a caracterização do canal móvel na faixa de frequência de 5.8 GHz, em ambientes suburbanos e rurais, através da perda média de propagação e do perfil de retardos.

Uma abordagem sobre os diversos fatores que contribuem para a variação na amplitude do sinal recebido será realizada. Serão discutidos os principais fenômenos estatísticos associados ao problema, os diversos mecanismos e causas do desvanecimento e os tratamentos que descrevem o comportamento do canal. Identificam-se os tipos de desvanecimento que mais prejudicam os sistemas, incluindo os de comunicações móveis, que têm grandes aplicações nos dias de hoje. Após o desenvolvimento teórico, serão quantizados esses efeitos através de programas em Matlab.

A proposta deste trabalho é trabalhado com dados obtidos de campanhas de medições na cidade de Tanguá, ao norte da cidade do Rio de Janeiro, com deslocamento da estação móvel, dos lados Suburbano e Rural; com o transmissor no alto do topo do prédio da Câmara Municipal da Prefeitura. Dentro do objetivo principal, estão a caracterização em faixa estreita e faixa larga do canal rádio móvel, assim como a obtenção da base de dados para a frequência de trabalho.

2

CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL

2.1

Introdução

O desempenho de qualquer sistema de comunicação é função do meio utilizado. Este meio, denominado canal de comunicação, pode ser uma fibra ótica ou um meio de transmissão sem fio. Estes diferentes canais podem ser divididos, basicamente, em dois grupos: canal com fio e canal sem fio. Em um canal sem fio o estado do canal pode variar continuamente dentro de um pequeno intervalo de tempo de observação e este comportamento aleatório do canal sem fio faz com que a comunicação através dele seja uma tarefa muito difícil [9]. Nosso objetivo neste capítulo é fazer uma breve descrição dos modelos de canais comumente utilizados para a validação das tecnologias para aplicações de banda larga sem fio e, em especial, do WIMAX.

Os modelos de canal sem fio dependem fortemente da arquitetura rádio utilizada. Por exemplo, nos primeiros sistemas de comunicação sem fio, foi utilizada uma arquitetura com uma célula única, sem interferência co-canal, onde a estação base (BS) e a estação terminal (TS) possuíam uma conexão em condições de linha de visada (LOS). Já para os sistemas modernos, é utilizada uma arquitetura multi-celular escalável com conexão sem linha de visada (NLOS)[10].

Os canais sem fio podem ser, adicionalmente, distinguidos por diferentes ambientes de propagação, tais como: urbanos, suburbanos e rurais, internos e externos, etc, onde cada um destes ambientes possui certas particularidades que os diferenciam uns dos outros.

Um conjunto de modelos de propagação, aplicável a uma arquitetura multicelular, tipicamente apresenta as seguintes características:

- Estação base com altura de antena entre 15 e 40 m;
- Receptor com antena direcional de altura entre 2 e 10 m;

- Célula com raio inferior a 10 km;
 - Variedade de tipos de terrenos e densidades de vegetação;
 - Requisito de cobertura de célula, entre 80% a 90% de cobertura.
- e o Canal sem fio é caracterizado por:
- Perda de propagação, incluindo o efeito de sombra;
 - Espalhamento de atraso de multipercurso;
 - Características de desvanecimento;
 - Efeito Doppler;
 - Interferência co-canal e de canal adjacente.

Todos estes parâmetros de canal são variáveis aleatórias e, portanto é possível somente uma caracterização estatística dos mesmos. Em geral, isto é feito em função dos dois primeiros momentos da distribuição aleatória (média e variância).

2.2

Propagação de ondas

Uma onda eletromagnética ao ser irradiada pela antena, forma o que chamamos de uma frente de onda que se propaga no espaço seguindo uma trajetória de propagação, que depende tanto das características desta onda como do próprio ambiente físico onde se propaga. Para prever as condições em que chega uma onda eletromagnética à antena de recepção, criaram-se diferentes modelos de propagação, que levam em conta as características físicas do meio, além dos parâmetros próprios que caracterizam a onda eletromagnética. Entre estes últimos destacamos:

- 1) A frequência da portadora
- 2) A potência do sinal irradiado pela antena
- 3) Tipo de polarização aplicada à onda pela antena

Desta forma, torna-se uma tarefa muito complexa a previsão de como o sinal irradiado chegará ao receptor. Atualmente, a grande demanda dos usuários é pelos modernos sistemas móveis, que ofereçam capacidade de acesso à internet em tempo real, permitindo busca e geração de informação com abrangência

ubíqua. Em sistemas móveis sem fio, a previsão do formato e da potência do sinal que chega ao receptor, torna-se uma tarefa extremamente complexa, tendo em vista que os parâmetros dos modelos de propagação variam rapidamente ao longo do tempo, dependendo da velocidade de deslocamento do usuário, exigindo complexos cálculos em tempo real. Na Tabela 2.1, apresenta-se uma série de fenômenos físicos que afetam um sinal ao se propagar pelo espaço.

Tabela 2.1 – Fenômenos físicos que afetam a propagação de uma onda no espaço

Fatores que provocam o surgimento de caminhos múltiplos até a antena (<i>multi path</i>) que provocando desvanecimento (<i>fading</i>) no sinal na recepção	Reflexão do sinal em obstáculos com área muito maior que o comprimento de onda do sinal.
	Refração: mudança de direção da onda ao passar por um meio mais denso (ou menos denso) que o atual.
	Difração: mudanças de direção na frente da onda ao passar por fendas ou orifícios com dimensões da ordem de comprimento de onda do sinal.
Perda de potência devido ao meio ambiente e obstáculos físicos	Absorção parcial ou total da potência do sinal ao incidir sobre um obstáculo.
	Difusão e Espalhamento (<i>Scattering</i>)
Ruído e Interferência eletromagnética externa que se somam ao sinal, dificultando o seu reconhecimento.	Ruído eletromagnético: Principalmente o ruído branco aditivo ou AWGN (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
	Interferências: Geradas, principalmente, por um ou mais sinais com frequência próxima à portadora considerada.
Os múltiplos percursos do sinal até a antena provocam desvanecimento	Desvanecimento (<i>Fading</i>): Soma destrutiva dos diversos sinais que chegam pelos múltiplos caminhos percorridos pela portadora até a antena.

A partir destes fatores, tentaram-se criar modelos de propagação os mais diversos, na tentativa de prever como o sinal chegaria à antena de recepção. Os modelos de propagação sugeridos vão desde os mais simples, levando em conta poucos parâmetros e condições favoráveis de propagação, até os modelos mais sofisticados, que levam em conta diversos parâmetros físicos. Os modelos de propagação podem ser divididos em duas grandes classes, baseando-se no tipo de propagação:

- I. Propagação com linha de visada, ou LOS (*Line of Sight*). É a condição mais favorável tendo em vista a visibilidade rádio entre a antena de transmissão e recepção, portanto, sem obstáculos. Exemplo típico são os enlaces de satélite.
- II. Propagação sem linha de visada, ou NLOS (*Non Line of Sight*). Esta é a situação mais comum em sistemas sem fio. Como exemplo, podemos citar os diversos tipos de sistemas móveis celulares como 3G, WiMax, Wi-Fi e LTE.

Os modelos de propagação podem ser divididos em duas grandes classes, com base nas premissas iniciais assumidas para obtenção do modelo de propagação, ou seja;

- Modelos físicos, baseados em um ou mais parâmetros físicos. São mais exatos, porém exigem cálculos demorados e, muitas vezes, complexos.
- Modelos estatísticos, baseados em medidas estatísticas empíricas, válidas para um determinado ambiente. São mais simples, porém menos precisos.

A propagação de uma onda eletromagnética também depende do meio ambiente. Normalmente estas características ambientes podem ser classificadas como:

- a) Interiores de edificações (*indoor*)
- b) Espaço livre
- c) Zona rural plana
- d) Zona rural montanhosa
- e) Suburbano plano (residências)
- f) Urbano denso (Edifícios)

Na realidade, o que temos muitas vezes é uma combinação destes diferentes ambientes. Desta forma, podemos afirmar que, quanto maior a diversidade ambiental, mais difícil e complexa é a aplicação de modelos físicos. Neste sentido, se justificam as previsões obtidas facilmente a partir dos modelos empíricos estatísticos.

2.2.1

Modos básicos de propagação

Antes de entrarmos na análise dos diferentes modelos de propagação, vamos mostrar primeiro, o quanto a frequência da portadora influi na propagação de um sistema de comunicação sem fio. Sabemos que o tamanho físico da antena depende inversamente da frequência da portadora. Quanto maior a frequência menor será a antena. Além disso, em sistemas de comunicação de médias e longas distâncias, como é o caso da difusão de sinais de rádio e televisão, pode-se verificar que existem faixas de frequência da portadora que apresentam modos de propagação predominantes. Dessa forma, podemos distinguir três faixas de frequências, cada uma com um modo característico de propagação.

- Propagação na superfície da terra, também chamada de propagação por onda de terra. Aplica-se principalmente a frequências de portadora menores que dois MHz.
- Propagação por onda espacial refletida (pode ser tanto pela ionosfera terrestre como pela superfície da terra), para frequências de portadora de 2 a 30 MHz.
- Propagação por linha de visada, ou LOS (Line of Sight) para frequências de portadora maior que 30 MHz.

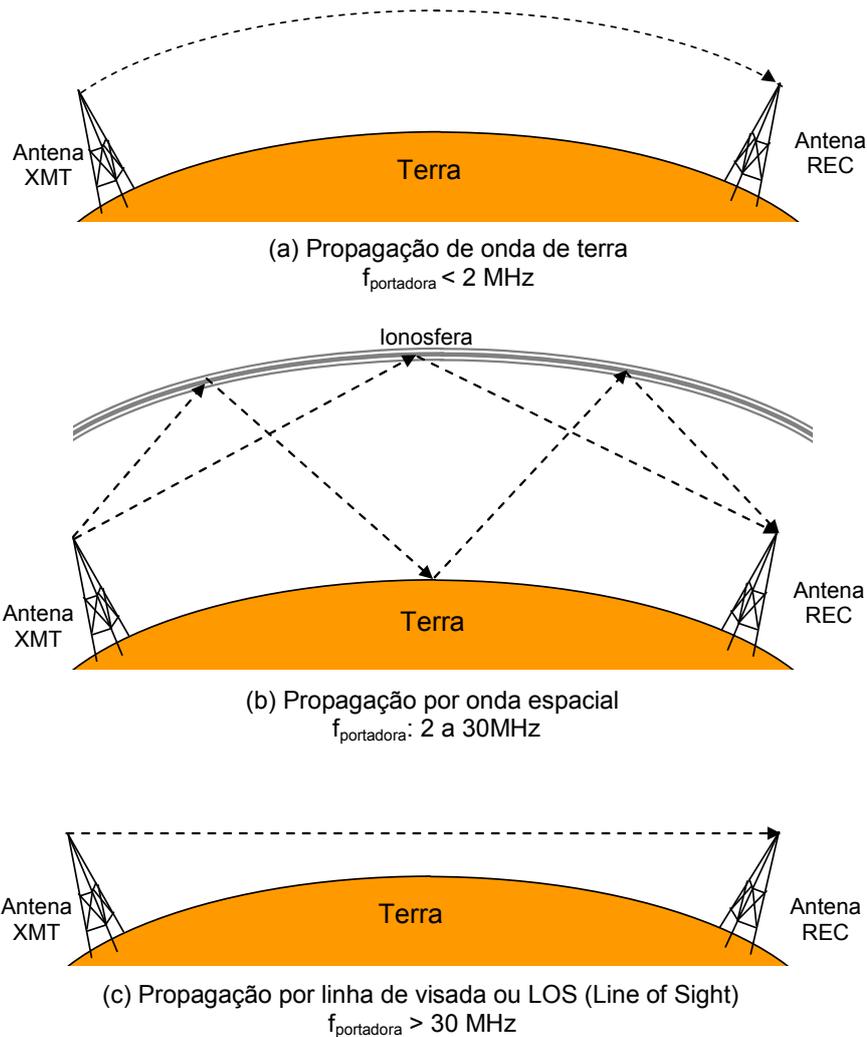


Figura 2.1 – Três modos de propagação em sistemas sem fio.

A Figura 2.1 dá uma ideia como se comporta cada um desses três modos de propagação. Sistemas sem fio do tipo móveis, infelizmente se enquadram em sistemas do tipo NLOS, tornando muito mais complexa a criação e a aplicação de modelos de propagação físicos, tendo em vista a dinâmica da variação das trajetórias e dos próprios parâmetros físicos que descrevem esta propagação.

2.3

Perda de Propagação

Os modelos de propagação, tradicionalmente, são focados na predição do valor médio de sinal recebido a uma dada distância do transmissor e frequência de operação. Estes modelos são úteis para estimar a área de cobertura de um sistema

e são, normalmente, classificados como modelos de propagação de grande escala [11].

A perda de propagação influencia as ondas eletromagnéticas em termos de perda de potência em função da distância entre o transmissor e receptor bem como da frequência utilizada.

Existem diversos modelos na literatura [11,12,13] para o cálculo da perda de propagação, sendo que estes podem ser classificados em modelos "exatos" e modelos empíricos e semiempíricos. Entre os modelos "exatos" o mais conhecido é o modelo de propagação de espaço livre. Este modelo é usado para prever o nível de sinal recebido em condições de conexão em linha de visada entre o transmissor e o receptor, que são condições mais típicas de enlaces de satélite e sistemas micro-ondas. Neste caso a perda de propagação é dada por [11].

$$PL(dB) = 10 \log_{10} \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log_{10} \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.1)$$

onde P_t é a potência de transmissão, P_r é a potência de recepção, G_t é o ganho da antena de transmissão, G_r é o ganho da antena de recepção, λ é o comprimento de onda (em metros) e d é a distância entre transmissor e receptor.

A consideração de enlace LOS não é muito realista para sistemas com arquitetura celular em ambientes urbanos, suburbanos e em ambientes internos, onde condições de propagação NLOS são bem mais comuns e uma grande variedade de fenômenos tais como: reflexão, difração, refração, espalhamento e multipercursos estão presentes. Por esta razão, vários modelos empíricos e semiempíricos têm sido desenvolvidos para calcular a perda de propagação entre Transmissor e Receptor em ambientes específicos, para diversas faixas de frequências de operação.

2.4

Desvanecimentos do Sinal Recebido

Desvanecimentos (*fading*) é uma distorção que ocorre no sinal transmitido, além da distorção já esperada devido à perda de percurso. É causado por variações

do ambiente e é dependente da relação entre os parâmetros do sinal transmitido (largura de banda e tempo de duração de bit) e os parâmetros do canal de comunicação (comportamentos diferentes num mesmo tipo de ambiente).

Em um canal de rádio móvel, os mecanismos de dispersão no tempo (tempo de duração de um pulso do sinal enviado ou tempo de variação do canal devido ao movimento de objetos espalhadores), e os mecanismos de dispersão na frequência (como largura de banda do sinal e banda passante do canal), levam a efeitos distintos, que são manifestados de acordo a natureza do sinal e do canal. [14].

2.4.1

Desvanecimento em Grande Escala

Também chamado [15,16] de desvanecimento log-normal, o desvanecimento em grande escala é o resultado do sombreamento por grandes objetos (em relação ao comprimento de onda), que ocorre quando a unidade móvel passa por trás de obstáculos que bloqueiam completa ou parcialmente a linha de visada direta entre as partes, de transmissão e recepção, provocando uma queda no nível do sinal, dependente da difração em cada tipo de obstáculo. A duração deste efeito é dependente do tempo que a unidade móvel leva para atravessar tal região, e o modelo que o estuda, diferentemente do modelo de perda de percurso citado anteriormente, considera que o ambiente ao redor do transmissor pode ser diferente para duas localidades que estejam à mesma distância, mas, em direções diferentes.

O desvanecimento em larga escala age sobre a perda de percurso de uma localidade particular qualquer [17], podendo agir de maneira construtiva ou destrutiva em relação à perda média. Esta variação é distribuída de forma aleatória sobre a perda de percurso esperada para a localidade [18] e descrita por uma distribuição estatística log-normal (ou normal) se a variação estiver em escala logarítmica (dB), de acordo com a equação:

$$L(dB) = 10nX \log_{10} \left(\frac{4\pi Xd}{\lambda} \right) + Y_{Lsf} \quad (2.2)$$

onde Y_{LSf} é a variação do sinal devido ao desvanecimento de grande escala, sendo uma variável aleatória Gaussiana de média μ_n igual a zero e desvio padrão σ_n , dependente do canal. Sua função densidade de probabilidade é dada por:

$$f(Y_{LSf}, \mu_n, \sigma_n) = \frac{1}{\sigma_n \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(Y_{LSf} - \mu_n)^2}{2\sigma_n^2}} \quad (2.3)$$

O valor de σ_n pode ser obtido através dos dados de desvanecimento lento, calculado por:

$$\sigma_n = \sqrt{\overline{Y_{LSf}^2} - \overline{Y_{LSf}}^2} \quad (2.4)$$

onde $\overline{Y_{LSf}}$ representa a média de atenuação dos pontos medidos e $\overline{Y_{LSf}^2}$ o quadrado dos valores de atenuação dos pontos medidos.

2.4.2

Desvanecimento em Pequena Escala

O desvanecimento em pequena escala é mais complexo se comparado ao desvanecimento em grande escala. É a consequência de variações no sinal de propagação, causadas pela modulação aleatória em frequência devido ao efeito Doppler e pelos diferentes percursos percorridos pelo sinal causando a dispersão no tempo que, em outras palavras, significa a formação de ecos ou reflexões causada pelos atrasos de propagação dos diferentes multipercursos. Assim, este desvanecimento acaba sendo uma variação adicional sobre o desvanecimento de grande escala e a perda de percurso, e suas variações no sinal podem ser diretamente relacionadas à resposta impulsiva do canal de rádio móvel, conforme a equação abaixo:

$$L(dB) = 10nX \log_{10} \left(\frac{4\pi Xd}{\lambda} \right) + Y_{LSf} + Y_{SSf} \quad (2.5)$$

onde Y_{ssf} é a variável aleatória que causa flutuações rápidas no nível do sinal recebido.

Os fatores físicos que influenciam este tipo de desvanecimento são a velocidade do equipamento móvel e os objetos espalhadores no canal, a largura de banda do sinal transmitido e a própria propagação de multipercurso. Cada um destes fatores gera um efeito de desvanecimento distinto em pequena escala. A propagação de multipercurso, por exemplo, gera a dispersão no tempo que causa, no sinal recebido, o efeito de desvanecimento na frequência, que pode ser tanto seletivo quanto plano. Já o movimento relativo entre transmissor, receptor e os objetos espalhadores resulta em uma modulação de frequência aleatória devido ao efeito Doppler em cada uma das componentes de multipercurso.

2.5

Modelo de Resposta ao Impulso Para Um Canal Multipercurso

A resposta ao impulso é uma caracterização banda larga do canal rádio móvel e contém as informações necessárias para simular ou analisar qualquer tipo de transmissão rádio através do canal.

Considere-se um telefone celular que esteja em movimento a uma velocidade uniforme v .

Para uma posição fixa, $d = vt$, o canal entre transmissor e receptor pode ser expresso por:

$$y(t) = x(t) \otimes h(t, \tau) \quad (2.6)$$

em que $x(t)$ é o sinal transmitido, $y(t)$ é o sinal recebido, $h(t, \tau)$ é a resposta ao impulso do canal rádio, t é a variação no tempo devido ao deslocamento do móvel e τ é o atraso multipercurso do canal para um valor fixo de t .

Considerando a aplicação de um impulso ao sistema, $h_b(t, \tau)$ é a resposta complexa ao impulso para um sistema banda passante com largura de faixa limitada e expresso por:

$$h_b(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) e^{[j(2\pi f_c \tau_i(t)) + \theta_i(t, \tau_i(t))]} \delta(t - \tau_i(t)), \quad (2.7)$$

ou seja, o sinal recebido deverá ser uma série de réplicas atenuadas e deslocadas de fase

em relação ao sinal original, como ilustra a Figura 2.2. As variáveis a_i e $\tau_i(t)$, são amplitudes e atrasos relacionados à i -ésima componente de multipercurso, δ é a função impulso e θ_i é o deslocamento de fase do multipercurso. O termo $(2\pi f_c \tau_i(t)) + \theta_i(t, \tau_i(t))$ representa a mudança de fase devido à propagação no espaço livre. Nesse caso, para uma entrada complexa $c(t)$, a resposta do canal multipercurso é dada por:

$$r(t) = c(t) \otimes \frac{1}{2} h_b(t, \tau) \quad (2.8)$$

nesse caso:

$$x(t) = \text{Re}\{c(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.9)$$

e a saída do sistema:

$$y(t) = \text{Re}\{r(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.10)$$

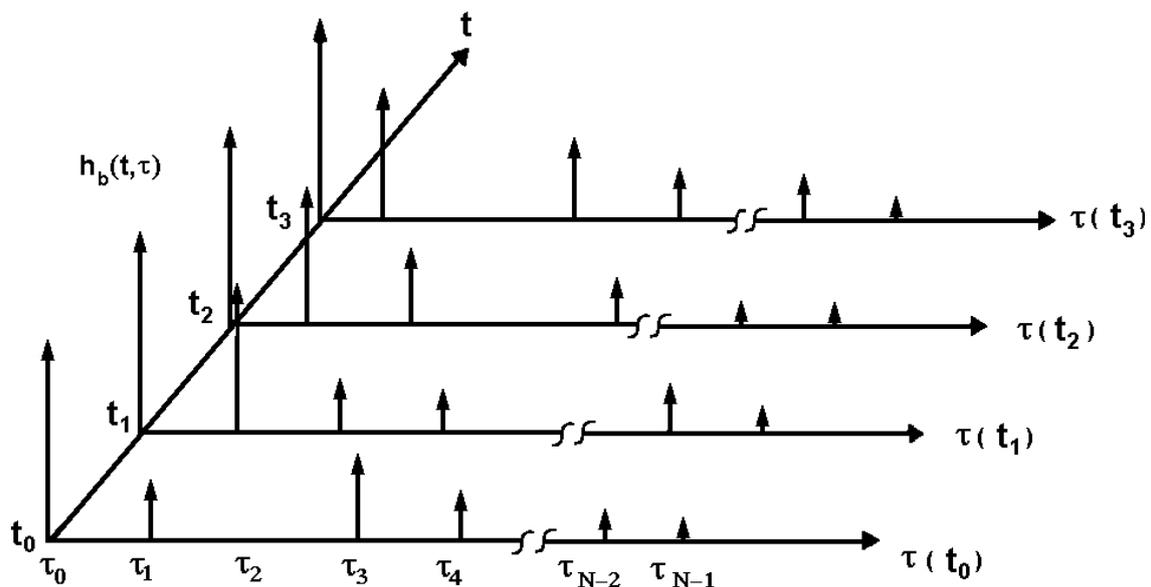


Figura 2.2 – Resposta ao impulso para um canal sob o efeito de multipercurso.

2.5.1

Potência Recebida Através do Canal Multipercurso

2.5.1.1

Análise em Banda Larga

Emprega-se um pulso repetitivo $p(t)$ de largura muito estreita, portanto, com espectro de frequências bem amplo. A largura de $p(t)$ é T_{bb} e o tempo de repetição é T_{REP} , o qual é muito maior que o maior atraso de percurso, τ_{max} , medido no canal. Isto garante que o pulso chegue ao receptor antes da emissão de outro pulso.

$$x(t) = \text{Re}\{p(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.11)$$

$$r(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t, \tau) e^{j\theta_i} p(t - \tau_i) \quad (2.12)$$

Para determinar a potência recebida em algum tempo t_0 , a quantidade $|r(t_0)|^2$ deve ser calculada e corresponde à energia recebida durante o atraso multipercurso dividido por τ_{max} .

$$\begin{aligned} |r(t_0)|^2 &= \frac{1}{\tau_{max}} \int_{i=0}^{\tau_{max}} r(t) \times r^*(t) dt \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t_0) \end{aligned} \quad (2.13)$$

Uma vez que T_{bb} é menor do que os atrasos entre componentes de multipercurso do canal, a Equação (2.13) mostra que a potência instantânea total recebida é a soma da potência de cada componente de multipercurso. A potência média é expressa por:

$$E_{a,\theta} [r(t)]^2 \approx \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2} \quad (2.14)$$

2.5.1.2

Análise em Banda Estreita

Agora, em vez de um pulso, é considerado um sinal de onda contínua (CW) que é transmitido no mesmo canal rádio. Seja uma envoltória complexo com amplitude 2, então a resposta do sistema será:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j\theta_i(t,\tau)} \quad (2.15)$$

e a potência instantânea é dada por:

$$|r(t)|^2 = \left| \sum_{i=0}^{N-1} a_i e^{j\theta_i(t,\tau)} \right|^2 \quad (2.16)$$

A potência média é expressa por:

$$E_{a,\theta} \left[|r(t)|^2 \right] = \sum_{i=0}^{N-1} \overline{a_i^2} + \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} r_{i,j} \overline{\cos(\theta_i - \theta_j)} \quad i \neq j \quad (2.17)$$

em que $r_{ij} = E_a [a_i a_j]$ é o coeficiente de correlação das amplitudes do multipercurso e a barra denota valor médio no tempo.

Observando as Equações (2.14) e (2.17) pode-se notar que, quando o sinal transmitido possui uma largura de banda muito maior do que o canal multipercurso, a estrutura do canal multipercurso pode ser verificada em qualquer instante pelo sinal recebido. Nesse caso a potência do sinal varia muito pouco uma vez que as amplitudes das componentes de multipercurso não mudam rapidamente sobre uma área local. No entanto, se o sinal transmitido apresentar uma banda muito estreita (ou seja, o sinal é transmitido em intervalos de tempo muito grandes), então o sinal transmitido será afetado por diferentes desvanecimentos. Isso acontece, pois, a resposta ao impulso calculada para uma determinada transmissão é válida para um intervalo de tempo chamado de tempo de coerência do canal. (O tempo de coerência do canal é inversamente proporcional ao espalhamento Doppler). Quando a transmissão excede o tempo de coerência do canal, diferentes porções do sinal sofrerão efeitos de diferentes valores de coeficientes (amplitude e fase) do canal multipercurso causando variações na potência do sinal recebido.

2.6

Parâmetros de dispersão temporal do canal

Para efeito de comparação de diferentes canais rádio-móveis e desenvolver um guia geral para projeto de sistemas de comunicação sem fio, alguns parâmetros são utilizados na caracterização destes, sendo úteis para que se quantifique o canal para estimativa de desempenho. Dentre os parâmetros mais utilizados, têm-se:

1) Perfil de Retardos de Potência (*Power Delay Profile*):

O gráfico que mostra para cada componente significativa de multipercurso, sua potência e o instante de tempo de chegada é denominado perfil de retardos de potência. A partir dele, podem-se extrair alguns parâmetros importantes para a caracterização da dispersão temporal do canal, tais como [19, 20, 21]:

- **Retardo Excedido Médio** (*mean excess delay*):

Descreve o atraso de propagação médio das componentes em relação à primeira componente que chega ao receptor. Representa assim, o primeiro momento do perfil e retardos de potência sendo definido como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.18)$$

onde $P(\tau_k)$ = potência (em unidade linear) da componente k de multipercurso, τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio).

- **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 em canais móveis exteriores - *outdoor*- e da ordem de nanossegundos em canais móveis confinados-*indoor*) [19]. Em sistemas digitais, o espalhamento do retardo RMS provoca ISI, limitando a taxa de símbolos máxima a ser utilizada no canal. O

espalhamento do retardo RMS representa a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardos de potência, sendo definido como:

$$\tau_{rms} = \sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (2.19)$$

onde $P(\tau_k)$ = potência (linear) da componente k de multipercurso, τ_k = atraso de propagação da k -ésima onda (raio) em relação à incidência do primeiro sinal (raio) e $\bar{\tau}$ = retardo excedido médio.

- **Espalhamento Temporal Excedido** (*Excess Delay Spread*):

Indica o atraso máximo, relativo à primeira componente recebida, para o qual a energia cai de um certo nível (X dB estipulado) abaixo do maior nível recebido, sendo definido como:

$$\tau_{\max}(X) = \tau_X - \tau_0 \quad (2.20)$$

onde τ_0 = o tempo de chegada do primeiro sinal (raio), τ_X = o tempo de chegada do último sinal (raio) com nível de potência ainda acima do limite X dB e abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado).

O espalhamento temporal excedido (*Excess Delay Spread*) define a extensão temporal do canal rádio acima de um determinado limiar de recepção. O valor de τ_X é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento da intensidade de potência, mas em todos os casos deve ser relatado como um limiar que relaciona o ruído com as componentes máximas recebidas do multipercurso [19,21].

Na prática, valores para estes parâmetros de dispersão temporal dependem da escolha do limiar de ruído usado para processar o nível de potência recebida $P(\tau_k)$. O limiar a ser adotado não deve ser muito baixo para que o ruído não seja processado como componente de multipercurso, aumentando, assim, os valores dos espalhamentos [19,21].

Os parâmetros temporais mostrados anteriormente são muito úteis para se analisar o desempenho da comunicação quanto à taxa de erros.

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

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 [19,21]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.21)$$

onde σ_τ = espalhamento de 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 [19]:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.22)$$

Não existe um relacionamento exato entre a banda de coerência e o espalhamento do retardo RMS, sendo as relações (2.21) e (2.22) 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 [19].

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 [19], limitando, em sistemas digitais, a taxa máxima de dados que podem ser transmitidos nesse canal, sendo necessário, então, o uso de equalizadores apropriados.

2.7

Modelos de Previsão de Cobertura

A seguir são apresentados alguns modelos físicos genéricos, que levam em conta somente um parâmetro físico, tais como o modelo de reflexão e o modelo de difração. Serão abordados os modelos estatísticos, como o modelo empírico de perda de potência ao longo do percurso e o modelo empírico genérico de Okumura-Hata (Hata 1980). Para finalizar, são mostradas as principais características do modelo empírico de canal conhecido como SUI (*Stanford University Interim*), baseado em Erceg (Erceg et al, 2003) e são recomendados pelo IEEE para avaliação de redes metropolitanas sem fio como o WiMax. Com estas ferramentas, acreditamos que estaremos aptos para compreender, avaliar e dimensionar melhor os diferentes canais de RF em redes sem fio. Serão descritos alguns dos principais modelos de previsão de cobertura que apresentam aplicabilidade a este trabalho.

O comportamento de um sinal que se propaga em um determinado meio irá depender, fundamentalmente, das características desse meio, ou seja, o sinal irá se propagar de forma diferente em meios urbanos, suburbanos e rurais. O sinal sofrerá, também, variações dentro de um mesmo ambiente, pois dependerá da composição deste, que poderá possuir construções de formas variadas e alturas diferentes, além de parques, praias, etc.

Para que seja possível realizar um bom planejamento de um sistema sem fio é importante conhecer o comportamento dos sinais no meio em questão. Há décadas este comportamento tem sido profundamente estudado e a tentativa de prever as possíveis variações sofridas pelo sinal tem levado ao desenvolvimento

de inúmeros modelos de propagação, mais comumente conhecidos como modelos de previsão de cobertura, que podem ser divididos em 3 categorias:

- a. **Modelos Empíricos:** são modelos que, com base em medições feitas em ambientes específicos, procuram mostrar como se comporta o sinal nestes meios. Na maioria das vezes, apresentam formulações aproximadas, baseadas nestas medições. Estes modelos possibilitam um fraco controle do ambiente e dificultam a interpretação dos resultados, pois apresentam uma combinação dos vários mecanismos de propagação;
- b. **Modelos Teóricos:** são modelos que se baseiam na teoria eletromagnética, ou na óptica geométrica, para desenvolver expressões que tentem prever o comportamento do sinal. Nestes modelos, o ambiente e a geometria são mais fáceis de serem descritos e modificados. A teoria de raios é uma importante técnica utilizada por estes modelos;
- c. **Modelos Semi-empíricos:** são modelos que se baseiam em fundamentos teóricos e dados experimentais, para obter expressões que mostrem as variações sofridas pelo sinal no meio.

Existem cinco mecanismos de propagação principais num ambiente celular: raio direto (espaço livre), reflexão, difração, espalhamento e refração (transmissão de um meio para outro).

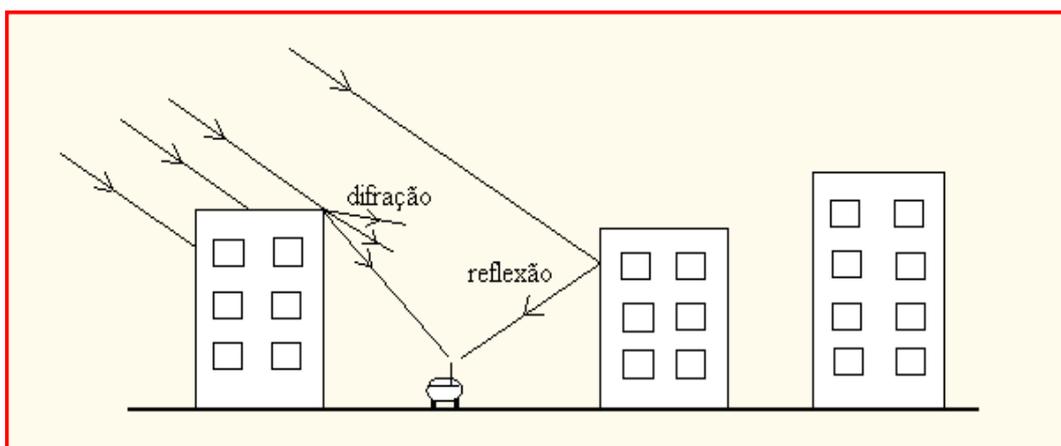


Figura 2.3 – Mecanismos de propagação: difração, reflexão, espalhamento [22]

Para grandes células (0,5 km a 30 km), a Estação Base ou Estação Rádio Base (ERB) normalmente se encontra acima do nível médio do topo dos prédios. Com isso, a propagação ocorre, principalmente, acima dos telhados e a perda no

percurso é determinada, sobretudo, pela difração e pelo espalhamento que ocorre nos telhados próximos à estação móvel.

A seguir, serão apresentados os principais modelos de propagação que possuem aplicabilidade neste trabalho, sendo os mesmos utilizados no capítulo de Análise das medições.

2.7.1

Modelo de Propagação no Espaço Livre

O modelo de propagação no espaço livre é usado quando, entre o transmissor e o receptor, há linha de visada (LOS) e desobstrução de, pelo menos, 60% da 1ª Zona de Fresnel.

Assim como na maioria dos modelos de propagação, para considerar o desvanecimento em larga escala, o modelo de propagação no espaço livre mostra que a potência do sinal recebido decai em função da distância quadrática, que separa a antena transmissora da receptora. Assim, a expressão da perda de propagação no espaço livre é dada pela Fórmula de Friis [23]:

$$P_R = P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.23)$$

Onde

P_R : Potência Recebida (W);

P_T : Potência Transmitida (W);

G_T : Ganho da antena transmissora (dBi);

G_R : Ganho da antena receptora (dBi);

λ : Comprimento de onda (m);

d : Distância entre antenas transmissora e receptora (m).

A atenuação média de propagação no percurso é dada, em dB, utilizando a fórmula de Friis na forma logarítmica:

$$P_R (dBW) = P_T (dBW) + G_T (dBi) + G_R (dBi) - 20 \log f (MHz) - 20 \log d (km) - 32.44 \quad (2.24)$$

$$A_0 (dB) = 32,44 + 20 \log f (MHz) + 20 \log d (km) - G_T (dBi) - G_R (dBi) \quad (2.25)$$

2.7.2

Modelo de Okumura - Hata

Em 1968, foi publicado um estudo realizado por Okumura, denominado “*Field strength and its variability in VHF and UHF land-line radio service*” [24], onde são apresentados, graficamente, resultados de medições realizadas no Japão. Uma das curvas obtidas por Okumura está apresentada na Figura 2.4, e mostra o nível médio do sinal recebido como função da distância.

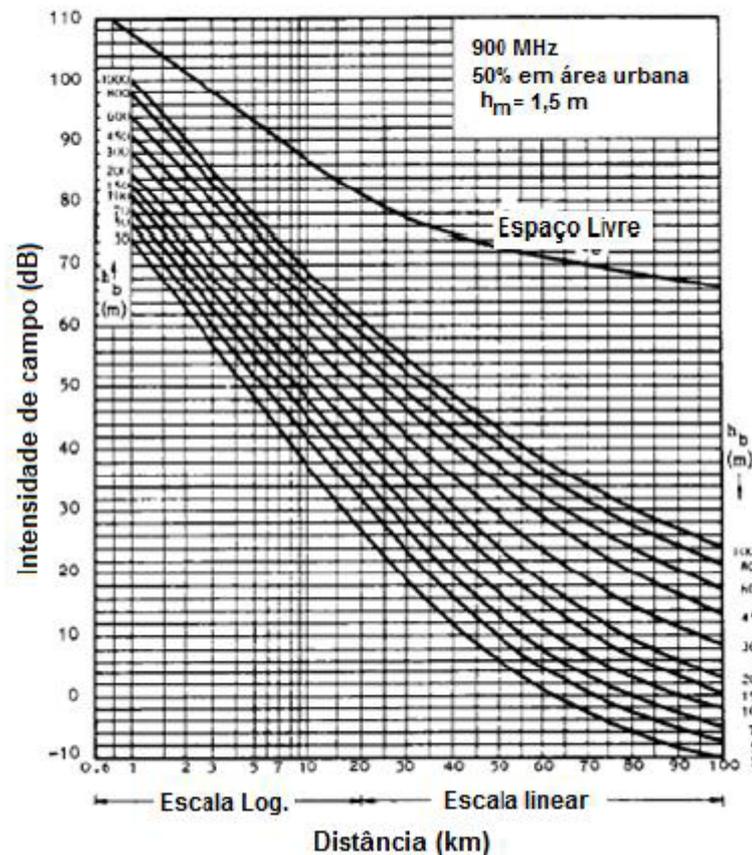


Figura 2.4 – Curva de nível médio do sinal para banda de 900 MHz

Fonte: OKUMURA, 1968, apud HATA, 1980.

Além da distância, três importantes parâmetros são considerados por Okumura para obter o nível médio de sinal recebido: frequência f , altura da estação base h_b e altura da estação móvel h_m .

Na época, o método apresentado por Okumura se tornou um padrão para o planejamento de sistemas móveis no Japão, no entanto, o modelo publicado de Okumura era puramente gráfico e não apresentava nenhuma fórmula que ajudasse

na obtenção das curvas. Em 1980, foi publicado pelo IEEE o artigo “*Empirical Formula for Propagation Loss in Land Mobile Radio Services*” de autoria de Masaharu Hata [25], onde foi desenvolvida uma fórmula, com base nas curvas de Okumura, para apresentar a perda de propagação no percurso. Com isso, Hata possibilitou o uso computacional do modelo de Okumura.

Para desenvolver sua fórmula, Hata fez as seguintes considerações:

- a. Antenas isotrópicas;
- b. Terreno quase regular;
- c. A fórmula padrão considera meio urbano. Para outras áreas, é apresentado um fator de correção.

Passo1: Primeiramente, Hata obtém a fórmula geral para a perda de propagação entre antenas isotrópicas.

$$P_R(mW) = P_u \left(\frac{mW}{m^2} \right) \cdot A_{eff}(m^2) \quad (2.26)$$

onde:

P_R : Potência Recebida (mW);

P_u : densidade média de potência recebida $\left(\frac{mW}{m^2} \right)$;

A_{eff} : Área efetiva da antena isotrópica (m^2).

Em dB:

$$P_R(dBm) = P_u(dBm) + 10 \log A_{eff}(m^2) \quad (2.27)$$

onde:

$$A_{eff} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad \lambda : \text{comprimento de onda (m);}$$

$$P_u \left(\frac{W}{m^2} \right) = \frac{E^2 \left(\frac{V}{m} \right)^2}{\eta \left(\frac{V^2}{W} \right)} \quad \eta : \text{impedância do espaço livre } \sim 120\pi \left(\frac{V^2}{W} \right);$$

E: amplitude eficaz do campo elétrico.

Em dB:

$$P_u \left(\frac{dBm}{m^2} \right) = E \left(dB \frac{\mu V}{m} \right) - 10 \log \left(120\pi \left(\frac{\mu V^2}{mW} \right) \right) - 90 \quad (2.28)$$

Assim, a perda de propagação será:

$$A_{prop}(dB) = P_t - P_r = P_t(dBW) - P_r(dBm) + 30 \quad (2.29)$$

$$A_{prop}(dB) = P_t(dBW) - E\left(dB \frac{\mu V}{m}\right) + 10 \log(120\pi) \left(\frac{\mu V^2}{mW}\right) + 90 - 10 \log\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) (m^2) + 30 \quad (2.30)$$

$$A_{prop}(dB) = P_t(dBW) - E\left(dB \frac{\mu V}{m}\right) - 10 \log\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) (m^2) + 145,8 \quad (2.31)$$

Passo 2: As curvas de Okumura consideram que a transmissão é feita por uma antena do tipo dipolo, com potência irradiada igual a 1 kW/dipolo. Como Hata usa antena isotrópica, é necessário converter a potência de transmissão para uma potência equivalente em uma antena isotrópica (EIRP).

Como o ganho da antena dipolo é de 2,2 dBi, então:

$$P_t(dBW - EIRP) = P_t' \left(dBW \frac{ERP}{dipolo} \right) + 2,2(dBi) \quad (2.32)$$

Como $P_t' = 1kW \left(\frac{ERP}{dipolo} \right)$, então $P_t(dBW - EIRP) = 32,2dBW$

Assim, a perda de propagação entre duas antenas isotrópicas, dadas pelas curvas de Okumura, é:

$$A_{prop}(dB) = 178 - E\left(dB \frac{\mu V}{m}\right) - 10 \log\left(\frac{\lambda^2}{4\pi}\right) (m^2) \quad (2.33)$$

Passo 3: Com base na Figura 2.4, Hata observa que, em escala logarítmica, o campo E é dado em função da distância, pela fórmula 2.34.

$$E\left(dB \frac{\mu V}{m}\right) = \gamma + \beta \log d(km) \quad (2.34)$$

Sendo γ e β constantes determinadas por $h_b(m)$ e f (MHz). Com isso, pode-se escrever:

$$A_{prop}(dB) = C + B \log d(km) \quad (2.35)$$

onde:

$$C = 178 - 10 \log \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) - \gamma + a(h_m) \quad (2.36)$$

$$B = -\beta \quad (2.37)$$

Como, na Fig. 2.4, a altura da antena do móvel é igual a 1,5 m, Hata introduziu o fator de correção $a(h_m)$ para adequar a outros valores de altura da antena do móvel, tal que $1 \text{ m} \leq h_m \leq 10 \text{ m}$.

Como pode ser observado nas curvas de nível médio do sinal, apresentadas na Figura 2.4, o termo C da equação 2.35 está relacionado ao valor da intensidade de campo, E, no ponto em que $d = 1 \text{ km}$ e o coeficiente B, na mesma equação, está relacionado à forma das curvas.

Estudando os valores de C, obtidos para as diferentes alturas da estação base, e para as diferentes frequências, Hata obteve uma fórmula para C em função de h_b e f .

Observando os valores de B, para as diferentes alturas da estação base, e para as diferentes frequências, Hata verificou que B era praticamente constante com relação à frequência, mas variava com h_b , e obteve, também, uma fórmula para B.

Considerando as fórmulas de C e B, Hata apresenta a expressão para perda no percurso em sua forma final, como sendo:

$$A_{prop}(dB) = 69,55 + 26,16 \log f - 13,82 \log h_b + (44,9 - 6,55 \log h_b) \log d - a(h_m) \quad (2.38)$$

$$150 \text{ MHz} \leq f \leq 1500 \text{ MHz};$$

$$30 \text{ m} \leq h_b \leq 200 \text{ m};$$

$$1 \text{ km} \leq d \leq 20 \text{ km}$$

$$1 \text{ m} \leq h_m \leq 10 \text{ m}$$

Passo 4: Para obter a expressão para valores de correção da antena do móvel $a(h_m)$, Hata observa as curvas que apresentam o ganho da antena, em função de h_m , para diferentes valores de frequência, para grandes, pequenas e médias cidades.

$$\text{Pequenas e médias cidades: } a(h_m) = (1,1 \log f - 0,7)h_m - (1,56 \log f - 0,8) \quad (2.39)$$

Para grandes cidades:

$$\begin{aligned} a(h_m) &= 8,29[\log(1,54h_m)]^2 - 1,10(dB) \quad f \leq 200 \text{ MHz} \\ a(h_m) &= 3,2[\log(11,75h_m)]^2 - 4,97(dB) \quad f \geq 400 \text{ MHz} \end{aligned} \quad (2.40)$$

Passo 5: Hata também apresenta fatores de correção, para perda média no percurso, em áreas rurais e suburbanas.

$$A_{Suburban}(dB) = A_{prop} - 2 \left[\log\left(\frac{f}{28}\right) \right]^2 - 5,4 \quad (2.41)$$

$$A_{Rural}(dB) = A_{prop} - 4,78[\log f]^2 + 18,33 \log f - 40,94 \quad (2.42)$$

Sendo f em MHz.

2.7.3

Modelo Hata Cost231

Em 1999, a *European Cooperation in Science and Technology* (COST) publicou o livro “*Digital Mobile Radio Towards Future Generations Systems*” [26] onde, no quarto capítulo, é apresentado o modelo Hata COST231.

O Hata COST231 é uma extensão do modelo de Okumura-Hata [25] para frequências de 1500 MHz até 2000 MHz. O modelo foi desenvolvido a partir da análise da faixa de frequência mais alta, nas curvas de propagação apresentadas por Okumura, portanto, trata-se de um modelo empírico.

A equação 2.43 foi obtida para a perda no percurso:

$$A_{prop}(dB) = 46,3 + 33,9f - 13,82 \log h_b + (44,9 - 6,55 \log h_b) \log d - a(h_m) + C_m \quad (2.43)$$

Onde:

- $1500MHz \leq f \leq 2200MHz$;
- $30m \leq h_b \leq 200m$;
- $1km \leq d \leq 20km$;
- $1m \leq h_m \leq 10m$.

Sendo:

$$a(h_m) = (1,1 * \log f - 0,7)h_m - (1,56 \log f - 0,8) \quad (2.44)$$

$$C_m = \begin{cases} 0 \text{ dB para cidades medias e centros} \\ \text{suburbanos com média densidade de árvores} \\ 3\text{dB para centros metropolitano} \end{cases}$$

O uso deste modelo não é recomendado para microcelulas (células até 1 km, onde a altura da estação base está abaixo do nível dos telhados)

2.7.4

Modelo Estendido até 6 GHz

Segundo [27] o Modelo Hata Cost231 extensão do modelo Okumura-Hata que foi modificado pelo grupo europeu *Cooperation in the field of scientific and Research* (COST), passando a ser referido como modelo Hata COST231. Este modelo é válido para os seguintes parâmetros:

$$150 \text{ MHz} \leq f \leq 6000 \text{ MHz} \quad [27]$$

$$30 \text{ m} \leq h_b \leq 200 \text{ m}$$

$$1 \text{ m} \leq h_m \leq 10 \text{ m}$$

$$1 \text{ km} \leq d \leq 20 \text{ km}$$

As variáveis são as mesmas definidas no modelo Okumura-Hata. A média de perda no percurso é dada por:

$$A_{prop}(dB) = 46.3 + 33.9 \cdot \log f - 13.82 \cdot \log(h_b) + (44.9 - 6.55 \cdot h_b) \cdot \log d - a(h_m) + C_F \quad (2.45)$$

O fator de correção, em dB, será:

$$a(h_m) = (1.11 \cdot \log f - 0.7) \cdot h_m - (1.56 \cdot \log f - 0.8) \quad (2.46)$$

Para áreas urbanas e suburbanas, o fator de correção C_F será 3 dB e 0 dB respectivamente. O modelo Hata COST231 é fortemente recomendado para planejamento de sistemas em macro-células, tanto para ambientes urbanos quanto suburbanos.

2.7.5

Modelo de Erceg

O Modelo de Erceg foi publicado em 1999, pelo IEEE, no Paper “*Na Empirically Based Path Loss Model for Wireless Channels in Suburban Environments*” [20]. Trata-se de um modelo empírico, que foi obtido a partir de medições realizadas nos Estados Unidos, na frequência de 1,9 GHz. É um modelo para áreas suburbanas, que faz distinção entre diferentes categorias de terrenos.

Este modelo difere do modelo de Okumura-Hata [25], pois possui aplicação para alturas mais baixas da antena da estação base (entre 10 m e 80 m), distância entre a base e o terminal entre 0,1 a 8 km e 3 categorias de terrenos distintas, incluindo terrenos montanhosos com alta densidades de árvores.

A Figura 2.11 apresenta um exemplo da curva de ajuste da perda no percurso versus distância, obtida a partir dos dados experimentais utilizando o método de regressão linear dos mínimos quadrados, para uma altura da estação base igual a 25 m.

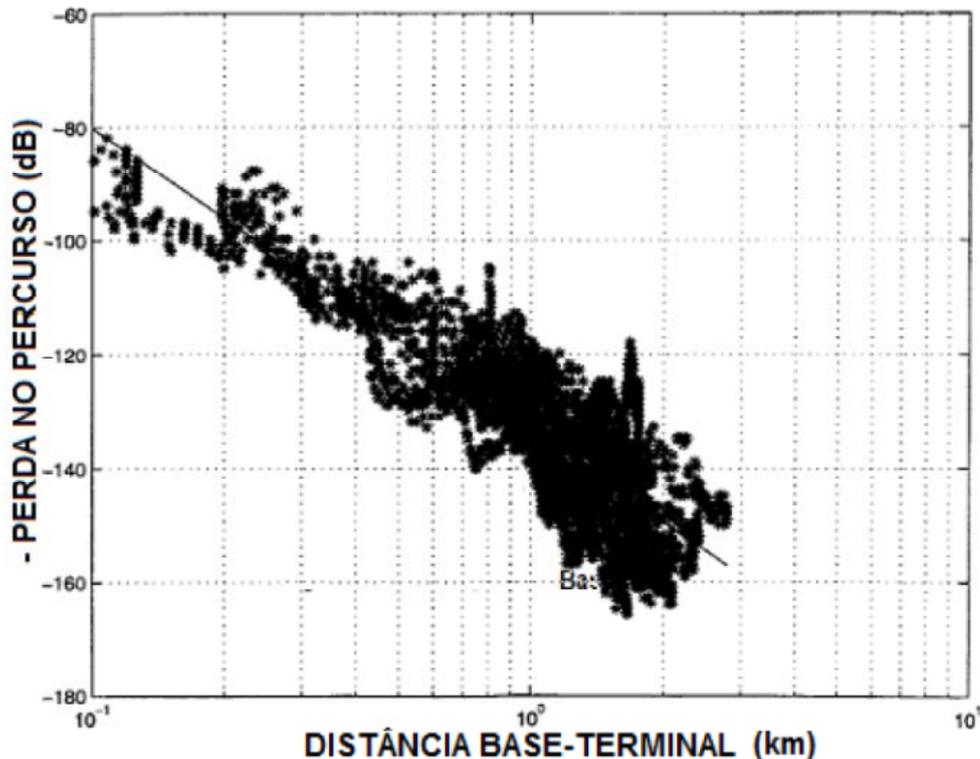


Figura 2.5 – Gráfico de (Perda no percurso) X (distância) para macrocélula, localizada em Seattle.

Fonte: ERCEG, 1999.

A inclinação da curva linear corresponde ao expoente de perda no percurso γ e varia aleatoriamente de uma macrocélula para outra, assim como o desvio padrão σ do desvanecimento por sombreamento. Os dados foram obtidos a partir de medições realizadas em 95 macrocélulas de áreas suburbanas. Na maioria dos locais, havia a presença de folhas nas árvores. Na transmissão, foi utilizado um sinal de onda contínua (CW) com antena omnidirecional e ganho igual a 8,14 dBi. A antena omnidirecional do terminal móvel, com ganho de 2,5 dBi, foi instalada a 2 m de altura. Foram consideradas 3 categorias de terreno:

- a. Categoria A: é a categoria de máxima perda no percurso. É constituída de terreno montanhoso com densidade de árvores moderada a alta;

b. Categoria B: é a categoria de média perda no percurso. É constituída, em sua maioria, de terreno plano com densidade de árvores moderada a alta;

c. Categoria C: é a categoria de mínima perda no percurso. É constituída, em sua maioria, de terreno plano com densidade de árvores leve.

A expressão para perda no percurso é dada por:

$$A_{prop} = \left[B + 10 \left(a - bh_b + \frac{c}{h_b} \right) \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \right] + s \quad d \geq d_0 \quad (2.47)$$

$$s = \left[10x\sigma_\gamma \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + y\mu_\sigma + yz\sigma_\sigma \right] \quad (2.48)$$

$$B = 20 \log \left(\frac{4\pi d_0}{\lambda} \right) \quad (2.49)$$

onde:

$d_0 = 100$ m;

h_b : altura da estação base (m)- $10 \text{ m} \leq h_b \leq 80 \text{ m}$;

σ : desvio padrão do desvanecimento por sombreamento (*shadow fading*);

$\sigma = \mu_\sigma + z\sigma_\sigma$;

μ_σ : média de σ ;

σ_σ : desvio padrão de σ ;

σ_γ : desvio padrão do expoente de perda de propagação;

d: distância (m) do transmissor;

s: termo que representa a perda por sombreamento, podendo variar em media de 8,2 a 10,6 dB.

Os parâmetros x, y e z são variáveis gaussianas de média zero e desvio padrão unitário, sendo que x e y variam de célula para célula e y varia de acordo com a localização dentro de uma célula.

Os parâmetros a, b, c, μ_σ , σ_σ e σ_γ são dados conforme tabela 2.2, para cada uma das 3 categorias de terrenos.

Tabela 2.2 – Valores numéricos dos parâmetros do modelo

Parâmetros do modelo	Categorias do Terreno		
	A (Montanhoso/densidades de árvore moderada a alta)	B (Montanhoso/densidades de árvore leve ou plano/densidade de árvore moderada a alta)	C (Plano/densidade de árvore leve)
a	4,6	4,0	3,6
b (m ⁻¹)	0,0075	0,0065	0,0050
c (m)	12,6	17,1	20,0
σ_γ	0,57	0,75	0,59
μ_σ	10,6	9,6	8,2
σ_σ	2,3	3,0	1,6

O modelo tem aplicação para os seguintes valores:

- $10 \text{ m} \leq h_b \leq 80 \text{ m}$;
- h_m (altura do terminal móvel)=2 m;
- $f = 1,9 \text{ GHz}$.

2.7.6

Modelo SUI

O termo SUI significa *Stanford University Interim*, referindo-se à Universidade que contribuiu para criação do modelo de SUI.

Este modelo foi definido no artigo do IEEE “*Channel Models for Fixed Wireless Applications*” [29], divulgado em 2003. Sua equação de perda média de propagação no percurso se baseia no modelo de Erceg [28], adicionando termos de correção para frequência e altura de antena receptora.

$$A_{prop_Modificado} = A_{prop} + \Delta A_{prop_f} + \Delta A_{prop_h} \quad (2.50)$$

O termo A_{prop} é a expressão para perda no percurso do modelo de Erceg:

$$A_{prop} = \left[B + 10 \left(a - bh_b + \frac{c}{h_b} \right) \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \right] + s, \quad d > d_0 \quad (2.51)$$

Esta equação e seus parâmetros foram apresentados no item “2.7.5 Modelo de Erceg”.

O termo ΔA_{prop_f} representa a correção para frequência, em dB.

$$\Delta A_{prop_f} = 6 \log \frac{f(\text{MHz})}{2000} \quad (2.52)$$

O termo ΔPL_h representa a correção para altura da antena do móvel (h), em dB.

$$\Delta A_{prop_h} = -10,8 \log \left(\frac{h}{2} \right) \quad \text{para categorias A e B} \quad (2.53)$$

$$\Delta A_{prop_h} = -20 \log \left(\frac{h}{2} \right) \quad \text{para categoria C} \quad (2.54)$$

Onde $2 \text{ m} \leq h \leq 10 \text{ m}$.

O modelo de SUI apresenta 6 modelos de canais, especificando informações de espalhamento de retardo, fator-K da distribuição de Rice, Doppler e tipo de terreno, conforme mostrado na tabela 2.3.

No modelo SUI, o desvanecimento por multipercursos do canal é modelado como uma “*tapped-delay line*” (linha de retardo) com 3 *taps* de atrasos não uniformes. O ganho associado a cada *tap* é caracterizado por uma distribuição (Rice com fator $K > 0$, ou Rayleigh com fator $K = 0$) e pela máxima frequência de Doppler.

Além disso, na estrutura do canal SUI, considera-se o uso de MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) e realiza-se a modelagem da correlação dos sinais das múltiplas antenas, na transmissão e na recepção.

Tabela 2.3 – Parâmetros do modelo de SUI

	SUI-1			SUI-2			SUI-3			SUI-4			SUI-5			SUI-6		
	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 1	Tap 2	Tap 3	Tap 1	Tap 2	Tap 3
Tipo de terreno	C			C			B			B			A			A		
Atraso (μ s)	0	0.4	0.9	0	0.4	1.1	0	0.4	0.9	0	1.5	4	0	4	10	0	14	20
Potência (ant. onidirecional) (dB)	0	-15	-20	0	-12	-15	0	-5	-10	0	-4	-8	0	-5	-10	0	-10	-14
Fator K 90% (ant. onidirecional)	4	0	0	2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
Fator K 75% (ant. onidirecional)	20	0	0	11	0	0	7	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Fator K 50% (ant. onidirecional)	n/a	2	0	0	1	0	0											
Potência (ant. diretiva 30°) (dB)	0	-21	-32	0	-18	-27	0	-11	-22	0	-10	-20	0	-11	-22	0	-16	-26
Fator K 90% (30°)	16	0	0	8	0	0	3	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	0
Fator K 75% (30°)	72	0	0	36	0	0	19	0	0	5	0	0	2	0	0	2	0	0
Fator K 50% (30°)	n/a	7	0	0	5	0	0											
Doppler (Hz)	0.4	0.3	0.5	0.2	0.15	0.25	0.4	0.3	0.5	0.2	0.15	0.25	2	1.5	2.5	0.4	0.3	0.5
Correlação das Antenas	0.7			0.5			0.4			0.3			0.3			0.3		
Fator de Redução de Ganho (dB)	0			2			3			4			4			4		


 Valores baixos
 Valores moderados
 Valores altos

2.7.7

Modelo de UFPA – SUI Modificado

Este modelo foi elaborado pela UFPA com o intuito de representar as perdas de propagação obtendo melhor eficiência que os principais modelos descritos na literatura, também citados neste trabalho, foi feita uma proposta de modelo de propagação tendo como referencia outros trabalhos, onde foram criados modelos de propagação derivado de campanhas de medição. O objetivo foi obter um novo modelo capaz de prever as perdas de propagação em ambientes com características similares apresentadas em outras referencias, para frequências na faixa de 5,8 GHz, que estão sendo utilizadas em diversos sistemas de comunicação sem fio banda larga.

2.7.7.1

Modelo de Propagação para 5,8 GHz

Tendo como base o modelo das referencias, foi proposto um novo modelo com as devidas alterações, baseadas na seguinte expressão:

$$L_{MP} = K_1 \log(d) + K_2 \log(f) + K_0 \quad (2.55)$$

Onde:

K_1 e K_2 - Parâmetros a serem obtidos com mínimos quadrados lineares

d - Distância, metros

f - Frequência, MHz

K_0 - Fator de correção

O fator de correção K_0 relaciona as alturas das antenas transmissoras, receptoras e, as alturas de possíveis obstruções (construções e vegetações) sendo também uma função do comprimento de onda, de acordo com o mostrado na equação (2.57). O fator K_0 é determinado pelo seguinte polinômio de primeiro grau:

$$K_0 = a - bX$$

(2.56)

Onde:

a e b – Parâmetros a serem ajustados por mínimos quadrados lineares

X - Variável do polinômio

A variável X do polinômio é definida pela equação empírica (2.57):

$$X = \frac{(H_T + H_R)\lambda}{0.1H_{OB}} \quad (2.57)$$

Onde:

H_T - Altura da Estação base, em metros

H_R - Altura do rádio cliente, em metros

λ - Comprimento de onda, em metros

H_{OB} - Altura média das obstruções em metros

O termo K_0 dentro do modelo de propagação tem grande importância, pois o mesmo agrega fatores que são responsáveis diretos pelo cálculo final da perda de percurso, para um determinado sinal transmitido. De acordo com a equação (2.56), a variável X é responsável pela redução do valor final na equação (2.55), com isso, quanto maiores os valores de H_T e H_R em relação à H_{OB} , maior será a diminuição na perda total de propagação.

A inclusão do comprimento de onda é fundamental, pois para cada frequência de utilização, diferentes obstáculos são vistos em um mesmo ambiente, desta forma, a utilização do comprimento de onda não só representa uma dependência da frequência, como também, permite um ajuste futuro do modelo de propagação para outras faixas de frequências sob a condição da obtenção de dados coletados em campanhas de medição.

Foi feito um ajuste com mínimos quadrados fazendo uso de dados coletados e dados simulados, utilizou-se duas etapas de ajuste, importante para controlar a influência de cada termo na predição da perda total de propagação do modelo.

2.8

Acesso à Banda Larga sem Fio [30]

A crescente utilização da Internet, que de um projeto acadêmico transformou-se de uso universal, com cerca de um bilhão de usuários após duas décadas de sua criação [31], tem gerado uma demanda por serviços que proporcionam acessos a velocidades cada vez maiores, levando, conseqüentemente um crescimento na adoção das redes digitais de banda larga e à

necessidade do desenvolvimento de novas redes de comunicação com elevadas capacidades.

Desde a implantação dos primeiros sistemas de banda larga, no final dos anos 90, estes serviços evoluíram, consideravelmente, atingindo uma adesão em escala mundial com crescimento na ordem de 2 bilhões em 2012 [32] e cerca de 500 mil pessoas entram na internet por dia, pela primeira vez. Atualmente, as maneiras predominantes de acesso fixo à banda larga são compostas pela tecnologia de *cable modem*, que utiliza os cabos coaxiais das redes de TV por assinatura, e pela tecnologia DSL - *Digital Subscriber Line*, que oferece este serviço por meio de pares de cabos de cobre trançados [31].

As redes locais sem fio baseiam-se nos princípios da conexão através da propagação de ondas eletromagnéticas. Os primeiros estudos sobre este conceito datam do final do século XIX, quando as equações de Maxwell mostraram que a transmissão de informações podia ser estabelecida sem a necessidade de fios, e foram corroborados por diversos experimentos e demonstrações posteriores, como os estudos de transmissão realizados por Marconi [33]. Esse tipo de conexão pode ser considerado como uma revolução nos conceitos clássicos de transmissão de dados, por extinguir o paradigma da comunicação através de redes cabeadas, compostas por fios de cobre ou fibras-ópticas, e também por permitir aos usuários a proposição de uma vantagem adicional: a mobilidade. Os serviços móveis sem fio apresentaram uma rápida adesão dos mercados, atingindo um alcance mundial de mais de três bilhões de usuários em 2011[34].

Ao correlacionar este contexto sem fio à experiência em banda larga, surgiu a oportunidade de oferecer aos usuários as aplicações tradicionais de banda larga em cenários de utilização totalmente diferenciados, originando a banda larga sem fio (BWA – *Broadband Wireless Access*). As redes de banda larga sem fio (BWA) apresentam a capacidade de atender grandes áreas geográficas sem as limitações de distância do DSL ou do alto investimento de instalação das infraestruturas de cabos, com menores custos de manutenção e maior rapidez de implantação de rede, além de permitir a cobertura em regiões nas quais não existe infraestrutura de banda larga com fio, como áreas rurais, por exemplo [35].

Redes sem Fio

Em todo o mundo, observa-se uma evidente alteração no hábito dos usuários de informática, sejam eles domésticos ou empresariais, impulsionada principalmente pela proliferação dos dispositivos de computação móveis, tais como *laptops* ou *palmtops*. A era da computação pessoal tem sofrido um processo de transformação para uma nova realidade, na qual os usuários podem acessar informações armazenadas ou atualizadas em tempo real, a qualquer hora e em qualquer lugar. Em função desta constante busca pela praticidade e acessibilidade aos meios de comunicação, a tecnologia sem fio tem sido utilizada para a constituição de redes digitais. Existe uma gama de tecnologias disponíveis para a transmissão de dados nestas redes, e cada uma delas possui especificações e funcionalidades singulares, de forma a atenderem diferentes nichos de mercado e cenários de utilização [35]. Assim, a fim de permitir uma melhor compreensão das características destas tecnologias e sua inter-relação, foram criados padrões hierárquicos que ilustram e categorizam as redes sem fio, de acordo com o alcance máximo do sinal e quantidade de usuários conectados [36]. A Figura 2.6 apresenta as categorias das redes sem fio, com as principais tecnologias para cada tipo de rede.

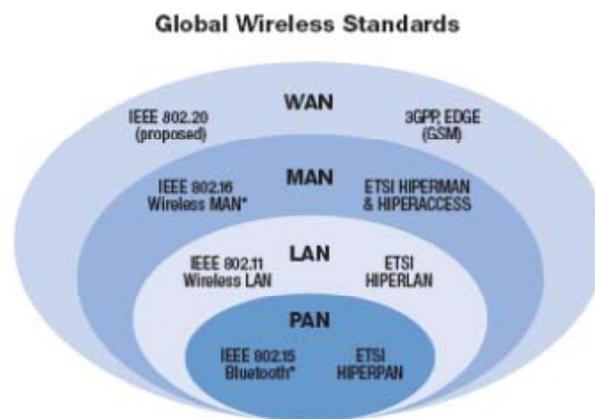


Figura 2.6 – Representação gráfica da padronização das redes sem fio.

Fonte: Intel

As redes pessoais (PAN- *Personal Area Network*) são redes utilizadas para a comunicação de dados entre dispositivos próximos ao indivíduo, com raio de alcance reduzido, geralmente inferior a 10 metros. Sob o âmbito das comunicações sem fio, são chamadas de WPAN (*Wireless PAN*) e as principais

tecnologias utilizadas englobam o *Bluetooth*, *Ultra Wide Band (UWB)* e *Zigbee* [36].

As redes locais (LAN – *Local Area Network*) permitem a comunicação de dados entre dispositivos eletrônicos (computadores, impressoras, etc.), geralmente dispostos em ambientes pequenos, tais como residências ou escritórios. Seu alcance de comunicação encontra-se na ordem de algumas centenas de metros (100 m a 500 m), sendo as redes *Ethernet* as mais utilizadas [37]. As redes locais sem fio, ou WLAN (*Wireless LAN*) possuem algumas características adicionais às redes fixas, relacionadas a ambientes sem fio: maior eficiência no consumo de energia, mobilidade, etc. Atualmente, dois padrões são bem definidos para estas redes: o ETSI HIPERLAN [38] e o IEEE 802.11 [39]. Este, também conhecido como Wi-Fi (*Wireless Fidelity*), é o padrão de redes locais sem fio mais utilizado no mundo e possui mais de 2000 produtos certificados [40].

As redes metropolitanas (MAN - *Metropolitan Area Network*) são redes utilizadas para garantir a cobertura de grandes áreas, como um campus universitário, regiões metropolitanas ou cidades. Seu alcance de comunicação encontra-se na ordem de dezenas a poucas centenas de quilômetros, e foram desenvolvidas, originalmente, para suprir uma grande demanda pela interconexão de redes locais. Quando aplicadas a um contexto sem fio, estas redes metropolitanas passam a ser denominadas WMAN (*Wireless MAN*)[37].

Assim, com o intuito de prover um sistema de acesso sem fio de alta velocidade e alto desempenho, com a diferenciação de serviços para tipos de tráfego com diferentes requisitos de qualidade de serviços (QoS – *Quality of Service*), foram criadas padronizações para as *WMANs*, dentre elas os padrões IEEE 802.16 [41] e ETSI HIPERMAN [42]. O principal representante das redes metropolitanas de banda larga sem fio (BWA) é o WiMAX-Fixo, normatizado pelo padrão IEEE 802.16-2004[41], que tem servido como base para diversos estudos e implementações em todo o mundo [36]. Existem ainda as redes geograficamente distribuídas (WAN – *Wide Area Network*). Elas abrangem uma extensa área geográfica, interconectando redes de menores capacidades (*MANs* ou *LANs*) entre países ou continentes. As redes celulares de segunda e terceira geração e o WiMAX - móvel são as tecnologias predominantes nas redes WAN sem fio.

2.9

O Padrão WiMAX

O padrão WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*) é uma tecnologia de redes metropolitanas sem fio que promove a conectividade em banda larga para usuários fixos, portáteis e móveis. Ela permite que os usuários obtenham conexão em banda larga sem a necessidade de uma linha de visada com a estação-base (NLOS), e oferece, teoricamente, uma área de cobertura de 50 km de raio, com taxas de transferência de dados de até 75 Mbps [50], no entanto, o padrão ratificado em Dezembro de 2005, o 802.16e é capaz de efetuar *handoff* entre as ERBs em altas velocidades – até 150 quilômetros por hora. Porém, sua taxa de transmissão é inferior ao 802.16a/802.16d. Com canais de 5 MHz, consegue-se velocidades em torno dos 15 Mbps [48].

A proposta do WiMAX é prover o acesso à banda larga sem fio para novas localizações, abrangendo alcances maiores, sem a necessidade de investimento em uma infraestrutura de alto custo e sem limitações de distância. Ele representa uma forma alternativa de conexão para a última milha (último trecho de conexão das centrais aos terminais de usuário), frente às tecnologias existentes, além de oferecer uma possibilidade de transporte de alta capacidade (*backhaul*) para redes Wi-Fi [50].

A tecnologia WiMAX se enquadra no padrão IEEE 802.16 e a tabela 2.6 mostra suas principais características. Nas medições realizadas para a confecção deste trabalho foi usada a frequência 5.765 GHz, que é a faixa no licenciada para WiMAX móvel no Brasil, muito usada nas chamadas “cidades digitais”, que o governo vem implantando em regiões de baixa renda.

Nesta tecnologia o sinal transmitido em geral emprega a técnica OFDM, por isso foi empregado nas medições realizadas em campo, um sinal OFDM para a caracterização faixa larga do canal. É por tanto necessário entender o comportamento do OFDM.

Tabela 2.4 – Principais características dos padrões 802.16X

Característica	Padrão		
	IEEE 802.16	IEEE 802.16-2004	IEEE 802.16e
Ratificação	Dezembro/2001	Junho/2004	Dezembro/2005
Espectro de Frequência	10 ~ 66 GHz	2 ~ 11GHz	Fixo:2 ~ 11GHz Móvel:2 ~ 6 GHz
Canal de Propagação	LOS	NLOS	NLOS
Largura de banda	20, 25 e 28 MHz	1,25 ~ 28MHz (até 16 sub-canais)	1,25 ~ 20 MHz (até 16 sub-canais)
Modulação	QPSK, 16QAM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM
Taxa de Transmissão	33 ~ 134 Mbps (canal de 28 MHz)	Até 75 Mbps (canal de 20 MHz)	Até 15 Mbps (canal de 5 MHz)
Multiplexação	TDM	TDM,OFDM,OFDMA	TDM,OFDM,OFDMA, SOFDMA
Arquitetura de rede	PTP, PMP	PTP, PMP, <i>Mesh</i>	PTP, PMP, <i>Mesh</i>
Raio da célula típico	2 ~ 5 km	5 ~ 8 km (Maximo de 50 km)	1,5 ~ 5 km
Potencia de transmissão	Alta	Média	Baixa
Mobilidade	Fixo	Portabilidade (nomadismo)	Mobilidade, roaming
Implementação do WiMAX	N/A	WiMAX Fixo 256-OFDM	WiMAX Móvel SOFDMA

2.10

Técnica OFDM

O OFDM é uma técnica de multiplexação que tem sido estudada desde a década de 60, mas que somente a partir da década de 90 passou a ser empregada em larga escala nos sistemas de comunicação [14]. Atualmente, esta tecnologia é utilizada, comercialmente, em diversos sistemas DSL e transmissões de rádio e TV digitais, bem como nos padrões para as redes sem fio WLAN (Wi-Fi) e WMAN (WiMAX) [31, 46]. Esta adoção é motivada, principalmente, pela sua tolerância a perdas e interferências e, também, por possuir uma alta eficiência espectral [47].

A multiplexação OFDM é baseada no princípio de dividir uma sequência de dados, com altas taxas de transmissão de bit, em diversas sequências paralelas de dados com baixas taxas de transferências de dados. Cada uma destas sequências é modulada em um determinado número, N , de portadoras de banda estreita ortogonais entre si, também conhecidas como sub-portadoras [47]. A modulação das informações nas sub - portadoras é realizada através de ajustes na fase e/ou na amplitude, sendo as técnicas mais utilizadas, a modulação por quadratura (QAM) e por deslocamento de fase (PSK). Após este processo, as sub-portadoras são combinadas com o uso de algoritmos da Transformada Inversa Rápida de Fourier (IFFT - *Inverse Fast Fourier Transform*), a fim de compor o sinal a ser transmitido [31,36]

Nos sistemas OFDM, N símbolos são transmitidos simultaneamente em N sub-portadoras ortogonais, sendo que um símbolo pode representar um ou mais bits de informação. Os símbolos OFDM apresentam uma menor largura de banda, mas em contrapartida, o seu tempo de duração é inversamente proporcional, conforme ilustrado na figura 2.7. Nela é estabelecida uma comparação entre um sinal OFDM, com a informação sendo enviada em paralelo, e um sinal com portadora simples (SC), onde os dados são enviados em serie [48].

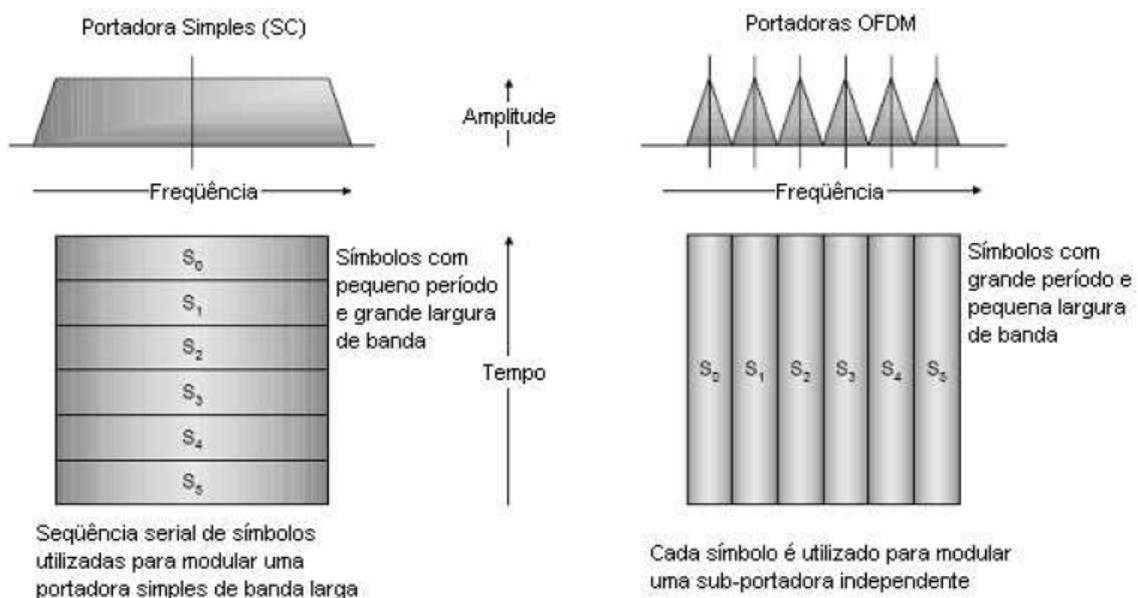


Figura 2.7 – Comparação entre sistemas com portadora simples e OFDM [48]

Assim, em um sistema OFDM os recursos de radio são disponíveis no domínio de tempo por meio de símbolos OFDM, e no domínio da frequência por meio das sub-portadoras [45]. Esta técnica é considerada uma forma eficiente de operar em condições sem linha de visada (NLOS), normalmente sujeitas a perdas de propagação por multi-percurso (*multipath fading*) e a desvanecimentos seletivos em frequência [48].

As perdas de propagação por multi-percurso são causadas pela recepção de múltiplos sinais defasados em função de reflexões em obstáculos (construções, árvores, etc.), e contribuem significativamente para a ocorrência de interferências inter-simbólicas (ISI - *Inter-symbol Interference*), caracterizadas pela sobreposição da energia de um símbolo sobre outro e pelo aumento da taxa de erro de bit (BER).

A modulação por múltiplas portadoras minimiza consideravelmente a interferência inter-simbólica, pois o tempo de duração de um símbolo OFDM é grande o suficiente para torná-lo praticamente imune aos atrasos induzidos pelo canal [31,47].

Já os desvanecimentos seletivos em frequência causam perdas aleatórias somente em uma parte de todo o canal, em um determinado tempo. Caso isto ocorra em um sinal com portadora simples, tal como em sistemas CDMA, torna-se necessária a utilização de complexos recursos de equalização para a recuperação do sinal, com a consequente diminuição nas taxas de transmissão [31,47]. Em contrapartida, pelo fato dos sistemas OFDM serem compostos por múltiplas portadoras de banda estreita, o desvanecimento seletivo estará localizado apenas em um subconjunto de portadoras, facilitando assim o processo de equalização [46].

A figura 2.8 apresenta uma comparação do comportamento de sistemas que utilizam técnicas SC e OFDMA quando sujeitos a desvanecimentos seletivos em frequência. As áreas solidas indicam os sinais recebidos, e as linhas pontilhadas representam o espectro originalmente transmitido [48].

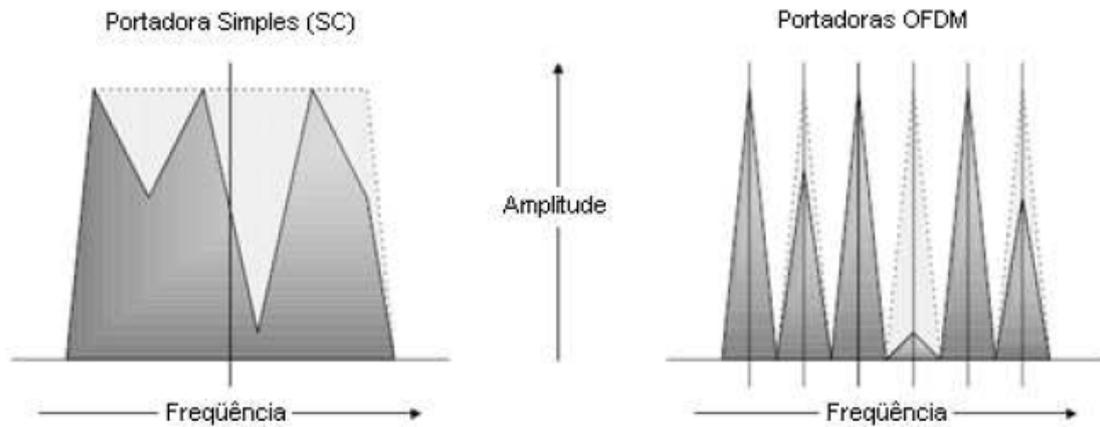


Figura 2.8 – Sistemas com portadoras simples e OFDM, sujeitos a desvanecimentos seletivos [48].

A eficiência espectral do OFDM é garantida pela ortogonalidade das sub-portadoras, ou seja, pelo fato delas serem linearmente independentes. Isto permite a sobreposição das bandas laterais das sub-portadoras sem que haja interferência inter-simbólica (ISI) [31,35]

A Figura 2.9 ilustra a representação em frequência de uma sub-portadora OFDM, onde se pode notar que quando uma portadora possui valor Máximo as adjacentes são nulas [36].

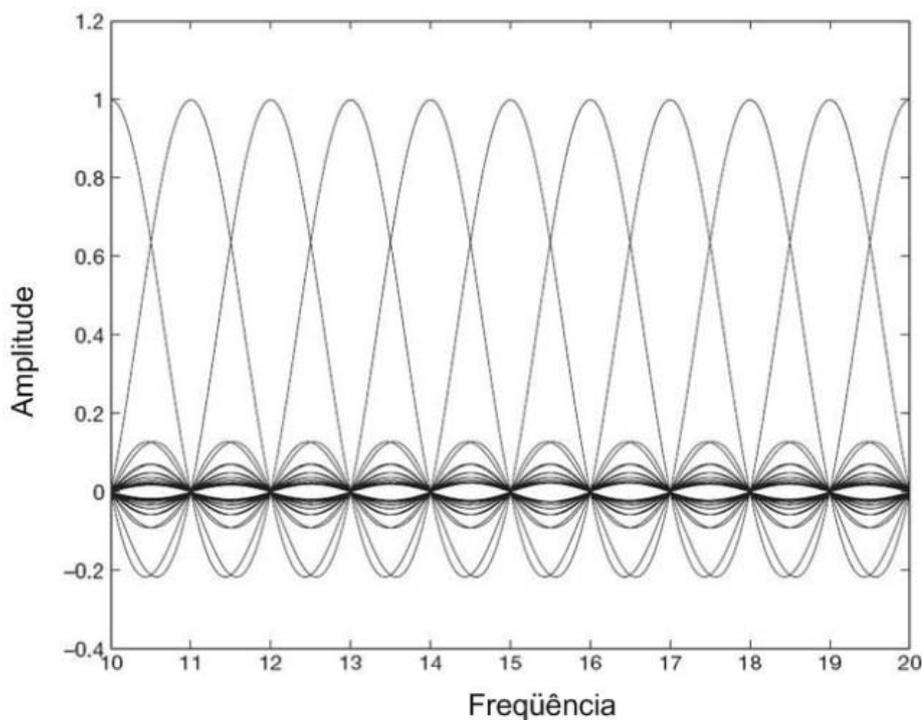


Figura 2.9 – Representação em frequência de uma portadora OFDM [36]

Após a aplicação da IFFT para o agrupamento das sub-portadoras, é necessária a introdução de intervalos cíclicos de guarda (CP - *Cyclic Prefix*) entre os símbolos OFDM, a fim de eliminar completamente a interferência inter-simbólica. Esses intervalos de guarda permitem ao receptor absorver os desvanecimentos e perdas de propagação, mantendo assim a ortogonalidade das sub-portadoras [31,36].

Entretanto, a adição desta redundância temporal implica uma diminuição na eficiência espectral e um aumento na potencia total do sistema. A relação entre a duração do intervalo de guarda (T_g) e o tempo útil de duração de um símbolo OFDM (T_b), normalmente denotada como G nos padrões WiMAX, é um fator que deve ser analisado com base na relação entre proteção contra perdas/desvanecimentos e eficiência espectral [31,36].

Nos sistemas OFDM existem três tipos de sub-portadoras, conforme apresentado na Figura d: sub-portadoras de dados, utilizadas para a transmissão de informações; sub-portadoras pilotos, responsáveis pela estimação e sincronização do canal; sub-portadoras nulas, utilizadas como bandas de guarda e, no caso das camadas PHY OFDM e OFDMA, como frequência centra de transmissão (DC - *Direct Current*) [47].

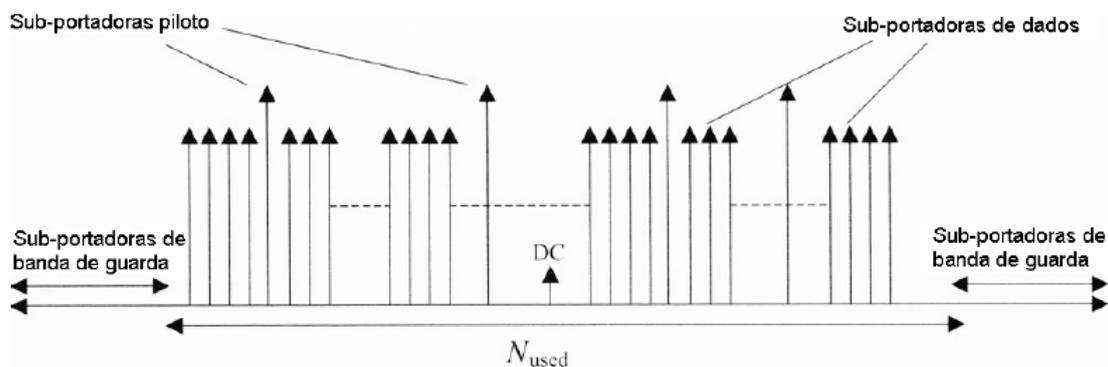


Figura 2.10 – Estrutura de sub-portadoras de um sistema OFDM [36].

Pode-se considerar que a camada física do WiMAX é baseada na multiplexação OFDM, porém, esta técnica é utilizada de forma diferente para as versões fixa e móvel. O WiMAX-fixa, descrito pelo padrão IEEE 802.16-2004 [51], utiliza a camada física WirelessMAN-OFDM em que a multiplexação OFDM é realizada com uma FFT de 256 pontos.

Já o WiMAX-móvel, estabelecido pelo padrão IEEE 802.16e [51], usa a camada física WirelessMAN-OFDMA onde o OFDM é empregado como uma técnica de múltiplo acesso escalável (SOFDMA), com o comprimento da FFT variando de 128 a 2048 pontos. A Tabela 2.9 apresenta as principais características e parâmetros destas duas formas de implementação OFDM [31]

Particularmente seguindo esta técnica foram utilizados os seguintes parâmetros como mostrado na Figura 2.11

- Largura de Banda Usada (20MHz)
- Frequência de Amostragem (50MHz)
- Fator de Amostragem (2)
- Tamanho da FFT (1024)
- Tempo de Prefixo Cíclico (1/16)
- Tempo do Símbolo OFDM (43,52µs)

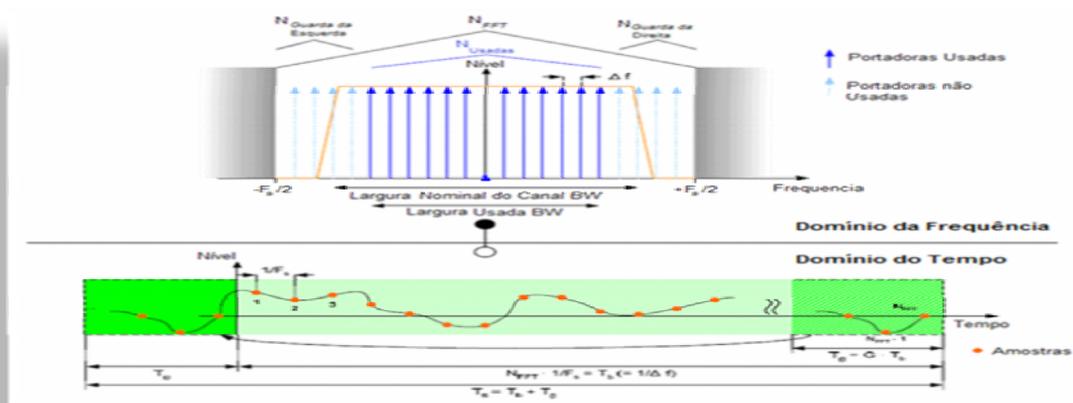


Figura 2.11 – Definição de termos OFDM [51]

Tabela 2.5 – Parâmetros OFDM do WiMAX -fixo e móvel [31]

Parâmetro	WiMAX Fixo	WiMAX Móvel			
Tamanho da FFT	256	128	512	1024	2048
Número de sub-portadoras de dados	192	72	360	720	1440
Número de sub-portadoras pilotos	8	12	60	120	240
Número de sub-portadoras nulas	56	44	92	184	386
G	1/32, 1/16, 1/8, 1/4	1/8			
Largura de banda [MHz]	3,5	1,25	5	10	20
Duração de um símbolo OFDM [μ s]	72	102,9			

Apesar da robustez e da alta eficiência espectral, a técnica OFDM possui algumas desvantagens que devem ser observadas. Uma das mais relevantes é o valor relativamente elevado da razão entre a potência de pico das sub-portadoras transmitidas e a potência média do sinal transmitido (PAPR - *Peak to Average Power Ratio*), que induz não linearidades e reduz de forma significativa a eficiência dos amplificadores de potência de RF [47].

O WiMAX prevê a utilização de técnicas de sub-canalização OFDMA e SOFDMA, através das quais as sub-portadoras OFDM são divididas em sub-grupos, chamados de sub-canais [47]. Isto permite o balanceamento do link de transmissão através da concentração da potência de transmissão em um número menor de sub-portadoras, aumentando o ganho total do sistema [48].

No WiMAX-fixo (*WirelessMAN-OFDM*), esta sub-canalização é possível apenas no *uplink*, onde as sub-portadoras são divididas em 16 grupos de sub-canais. As estações clientes podem realizar a transmissão de dados utilizando 1,2,4,8 ou todos os sub-canais, sendo que o aumento no desempenho do sistema está relacionado com a possibilidade de transmitir em apenas uma fração da banda disponibilizada pela estação base [36]. A camada física também é responsável pela alocação de recursos no domínio do tempo, fornecendo a estrutura dos sub-canais. Outra característica desta camada é a operação em um formato de quadros, ou frames. Cada quadro é composto por dois sub-quadros, um *downlink* (DL) e

outro de *uplink* (UL), cuja duração é controlada pela estação-base [31,50]. A estrutura de quadros do padrão IEEE 802.16-2004 em [41].

3

ANÁLISE ESTATÍSTICA DO SINAL

Diversos fatores, que envolvem a propagação da onda eletromagnética entre o transmissor e o receptor, não obedecem a leis determinísticas, uma vez que têm influência de diferentes fenômenos aleatórios do meio. Por exemplo, algumas características da atmosfera como umidade, pressão e temperatura são valores com elevado grau de imprevisibilidade e só são conhecidos dentro de estudos probabilísticos. Todos têm efeito sobre a propagação da onda eletromagnética, afetando o índice de refração do meio, as trajetórias percorridas pela onda eletromagnética, a atenuação, etc.. São necessárias aplicações da teoria de probabilidade para se fazer uma previsão dos valores na recepção da onda eletromagnética e que se aproximem o máximo possível dos resultados experimentais [52, 53].

A taxa de variação nos níveis de sinal em um canal de radiocomunicação é consequência de múltiplos percursos e, no caso de sistemas móveis, está associada também ao movimento relativo do receptor. A variabilidade do sinal recebido, quando não ocorre visada, muitas vezes pode ser descrita pela PDF (*Probability Density Function*) Rayleigh, típica quando só se tem multipercursos. Caso exista uma componente dominante no sinal, como por exemplo, a que ocorre com visada direta, o desvanecimento segue muitas vezes, a função de distribuição de Rice [54, 55].

3.1

Distribuição Log-Normal

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, cada um com sua própria atenuação e espessura. Nestas circunstâncias, é conveniente que os valores das amplitudes sejam referidos em decibéis, que é uma medida logarítmica. Medições em enlaces que possam ser descritos sob estas condições demonstraram que o desvio padrão varia entre 4 dB e 10 dB [56]. Se a amplitude da onda que chega a

uma obstrução com espessura Δr de ordem i for E_{i-1} e passar a E_i após o obstáculo, devido a um fator de atenuação α_i tem-se [57]:

$$E_i = E_{i-1} \exp(-\alpha_i \Delta r_i) \quad (3.1)$$

Seguindo o mesmo raciocínio e considerando que o sinal ultrapasse n obstruções, o campo resultante será o obtido no estágio anterior sucessivamente multiplicado pela função exponencial própria de cada um. Com isto, o resultado final será:

$$E_n = E_0 \exp\left(-\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i\right) \quad (3.2)$$

em que α_i e Δr_i são valores próprios de cada obstáculo, sem lei de formação definida. É possível identificar o expoente da equação anterior com uma nova variável r_n .

$$r_n = -\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i \quad (3.3)$$

e simplificar a expressão para

$$E_n = E_0 \exp(r_n) \quad (3.4)$$

Se o número de obstáculos for muito grande ($n \rightarrow \infty$ na Equação (3.2)) pode-se usar o teorema do limite central e concluir-se que a variável aleatória r_n passa a ter distribuição gaussiana. É possível demonstrar que [58]:

$$p(r_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{r_n}}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r_n - m_{r_n}}{\sigma_{r_n}}\right)^2\right] \quad (3.5)$$

onde m_{r_n} e σ_{r_n} são a média e o desvio padrão, respectivamente. Esta expressão pode representar também funções com variação logarítmica, com uma

conveniente troca de variáveis. Para isto, define-se nova variável aleatória $z = \exp(r_n)$, da qual se obtém

$$R = \log z = r_n \log e \quad (3.6)$$

Analogamente, os valores m_{r_n} e σ_{r_n} corresponderão a novos parâmetros corrigidos segundo o mesmo critério e encontram-se $z_m = \exp(m_{r_n})$ e $z_s = \exp(\sigma_{r_n})$. Com estas considerações, chega-se a

$$m_R \equiv \log z_m = m_{r_n} \log e \quad (3.7)$$

$$\sigma_R \equiv \log z_s = \sigma_{r_n} \log e \quad (3.8)$$

Para obtenção das probabilidades de $p(R)$ na mesma escala de $p(r)$, deve-se igualar as áreas entre essas duas curvas de densidade

$$p(R) = |dR| = p(r_n) |dr_n| \quad (3.9)$$

Partindo de (3.6), chega-se a

$$|dR| = |dr_n| \log e \quad (3.10)$$

que ao ser substituída em (3.9) e o resultado aplicado em (3.5), tem-se

$$p(R) = \frac{1}{\log e} p(r_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{r_n}} \log e} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r_n - m_{r_n}}{\sigma_{r_n}}\right)^2\right] \quad (3.11)$$

Para se chegar à função densidade de probabilidade log-normal, devem-se substituir as Equações (3.5), (3.7), (3.8) na Equação (3.11), obtendo-se a função intermediária.

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_R}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{R - m_R}{\sigma_R}\right)^2\right] \quad (3.12)$$

onde m_R e σ_R^2 indicam, respectivamente, o valor médio e a variância de R . Fazendo

$R = \log r_n$ tem-se

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{r_n} r_n} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{\ln r_n - m_{r_n}}{\sigma_{r_n}}\right)^2\right] \quad (3.13)$$

A curva da função densidade de probabilidade log-normal está representada na Figura 3.1. Para este levantamento, considerou-se a média e o desvio padrão do logaritmo da variável aleatória iguais a 0,5. Algumas características da variável r_n podem ser obtidas pelos procedimentos usuais e os valores encontrados são: [59]

Valor máximo: $\max\{p(r_n)\} = \exp(m_{r_n} \sigma_{r_n}^2)$

Valor médio: $E[r_n] = \exp\left(m_{r_n} + \frac{\sigma_{r_n}^2}{2}\right)$

Valor médio quadrático: $E[r_n^2] = \exp(m_{r_n} + \sigma_{r_n}^2)$

Valor mediano: $r_{med_n} = \exp(m_{r_n})$

Desvio padrão: $\sigma_p = \exp\left(m_{r_n} + \frac{\sigma_{r_n}^2}{2}\right) \sqrt{\exp(\sigma_{r_n}^2) - 1}$

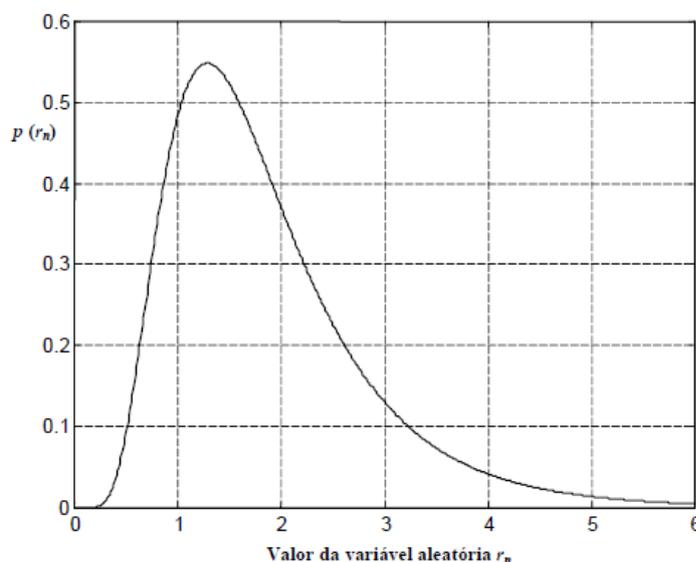


Figura 3.1 – Função densidade de probabilidade log-normal com média e desvio padrão do logaritmo da variável aleatória iguais à 0,5.

3.2

Distribuição de Rayleigh.

Pode-se admitir que as ondas que chegam ao receptor tenham suas fases uniformemente distribuídas entre 0 e 2π rad. Considera-se a amplitude e a fase independentes uma da outra. Conseqüentemente, em certo instante, as componentes estarão em fase, produzindo uma grande amplitude, significando *interferência construtiva* entre os diversos sinais. Em outros instantes, poderão estar em contrafase, produzindo pequena amplitude, representando uma *interferência destrutiva*.

O desvanecimento pode ser determinado considerando um sinal transmitido S na frequência ω_0 e com amplitude α , escrita como [57]:

$$s = \alpha \exp(j\omega_0 t) \quad (3.14)$$

Sendo α_i e θ_i a amplitude e a fase das componentes recebidas, o sinal resultante S_r será a soma dessas componentes:

$$S_r = \sum_{i=1}^n \alpha_i \exp[j(\omega_0 t + \theta_i)] = r \exp[j(\omega_0 t + \theta)] \quad (3.15)$$

onde em geral n é grande e $r e^{j\theta}$ representa a operação

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n \alpha_i \exp(j\theta_i) \quad (3.16)$$

Usando a fórmula de Euler, tem-se

$$r \exp(j\theta) = \sum_{i=1}^n \alpha_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n \alpha_i \sin \theta_i \triangleq x + jy \quad (3.17)$$

onde se identificam

$$x = r \cos \theta \quad (3.18)$$

$$y = r \sin \theta \quad (3.19)$$

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (3.20)$$

Na Equação (3.16), a amplitude α_i é aleatória e a fase θ_i possui distribuição uniforme entre 0 e 2π . Pode-se, então, supor que x e y sejam ambas variáveis gaussianas, com média igual a zero e variância $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_r^2$, com distribuição na forma:

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (3.21)$$

onde a nova variável z pode representar x ou y . Como x e y são variáveis independentes

e com o mesmo desvio padrão, a distribuição $p(x,y)$ é dada por)

$$p(x,y) = p(x)p(y) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.22)$$

A distribuição $p(r, \theta)$ pode ser escrita como função de $p(x,y)$, como:

$$p(r, \theta) = |J|p(x,y) \quad (3.23)$$

onde $|J|$ é o jacobiano da transformação das variáveis aleatórias x, y em r, θ . Este

valor é encontrado a partir de

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{dx}{dr} & \frac{dx}{d\theta} \\ \frac{dy}{dr} & \frac{dy}{d\theta} \end{vmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -r\text{sen}\theta \\ \text{sen}\theta & +r\cos\theta \end{bmatrix} = |r| \quad (3.24)$$

Partindo de (3.23) e aplicando (3.24), pode-se reescrever a Equação (3.22) em função

de r, θ :

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.25)$$

A função densidade de probabilidade de $p(r)$ é obtida tomando-se a média de $p(r, \theta)$ em toda a faixa de variação de θ . Nesse caso:

$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta \quad (3.26)$$

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) & (r \geq 0) \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.27)$$

e a PDF da envoltória r fica descrita pela equação (3.27).

Algumas informações relevantes sobre a distribuição de Rayleigh são o seu valor máximo, o valor médio, a média quadrática, etc., frequentemente necessárias em cálculos envolvendo análise de propagação em meios com desvanecimento [59], [60].

O gráfico que representa esta densidade de probabilidade possui o formato apresentado na Figura 3.2, com as abscissas em termos de r/σ_r e no eixo das ordenadas os valores de $\sigma_r p(r)$.

$$\text{Valor de } r \text{ para } [p(r)]_{\max} : \quad r = \sigma_r$$

Para a PDF $p(r)$, tem-se:

Valor máximo da $p(r)$:

$$[p(r)]_{\max} = \frac{1}{\sigma_r} \exp\left(-\frac{1}{2}\right) = \frac{0.606}{\sigma_r}$$

Valor médio da envoltória:

$$E[r] = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_r = 1,253 \sigma_r$$

$$E[r^2] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr = 2\sigma_r^2$$

Variância de $p(r)$:

$$\sigma_p^2 = E[r^2] - E^2[r] = 2\sigma_r^2 - \frac{\sigma_r^2 \pi}{2} = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma_r^2 = 0,4292 \sigma_r^2$$

$$\text{Valor mediano da envoltória:} \quad r_{med} = \sqrt{2\sigma_r^2 \ln 2} = 1,18 \sigma_r$$

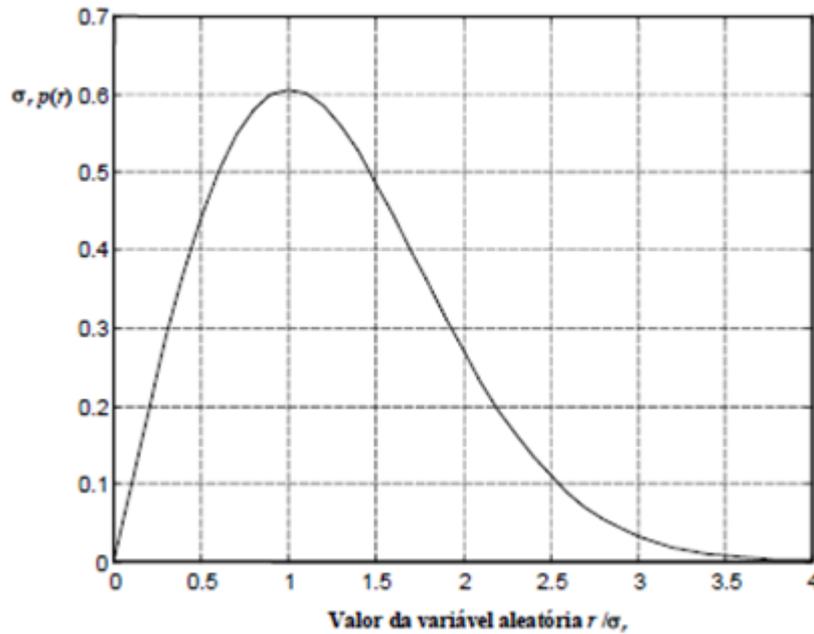


Figura 3.2 – Descrição da densidade de probabilidade para a distribuição estatística de Rayleigh, considerando um desvio padrão unitário.

3.2.1

Taxa de Cruzamento de Nível Rayleigh.

A taxa de cruzamento de nível determina a frequência esperada com que o sinal cruza um determinado nível ou patamar. Para sinais caracterizados pela distribuição Rayleigh, a taxa do cruzamento do nível R por segundo, é dada pela equação (3.28) [61,62]:

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi} f_m \rho \exp(-\rho^2) \quad (3.28)$$

onde:

f_m é o máximo desvio Doppler.

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R}{r_{rms}}$$

r_{rms} é o valor eficaz da envoltória do sinal

3.2.2

Duração Média de Desvanecimento Rayleigh

Estabelece o tempo médio em um período de observação, em que o desvanecimento permanece abaixo de um dado nível R . A duração média de desvanecimento é dada pela equação (3.29) [61, 62]:

$$T_R(\rho) = \frac{\exp(\rho^2) - 1}{\sqrt{2\pi} f_m \rho} \quad (3.29)$$

3.3

Distribuição de Rice

A distribuição de Rice [54] foi proposta em fins da década de 40 e é comum quando existe um nível de sinal forte adicionado a sinais mais fracos. A componente de amplitude dominante corresponde, por exemplo, ao trajeto em visada direta entre o transmissor e o receptor. Os demais sinais são originados em múltiplos percursos, causados por reflexões e difrações em obstáculos na região. Este tipo de comportamento ocorre em macrocélulas de telefonia móvel [55]. O sinal recebido é a soma fasorial das ondas espalhadas com o sinal direto [60] e a envoltória do sinal recebido é determinada conforme as características de amplitude e fase das diferentes componentes [57]. Usando as Equações (3.14) e (3.15), o sinal recebido S_r pode ser representado na forma:

$$S_r = \overbrace{r \exp(j\omega_0 t + \theta)}^{\text{onda-espalhada}} + \overbrace{a \exp(j\omega_0 t)}^{\text{onda-direta}} \quad (3.30)$$

A segunda parcela refere-se à onda dominante, suposta com amplitude a . Esta expressão pode ser reescrita introduzindo uma amplitude complexa. Para isto, combina-se uma componente real e uma imaginária, frequentemente referida com componente em fase e componente em quadratura. A forma final fica

$$S_r = [(x + a) + jy] \exp(j\omega_0 t) \quad (3.31)$$

que, para ser equivalente à descrição da equação (3.17), os parâmetros x e y devem ser determinados a partir das relações:

$$r^2 = (x + a)^2 + y^2 \quad (3.32)$$

$$x + a = r \cos \theta \quad (3.33)$$

$$y = r \sin \theta \quad (3.34)$$

Seguindo o mesmo raciocínio aplicado à distribuição de Rayleigh, obtém-se a função de densidade de probabilidade para este tipo de distribuição [65]:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{ar}{\sigma^2}\right) \quad (3.35)$$

onde $I_0 = (a/\sigma^2)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero [64], representada na Figura 3.3. Esta função é expandida em série de potências da forma:

$$I_0(x) = 1 + \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{2^2 \times 4^2} + \frac{x^6}{2^2 \times 4^2 \times 6^2} + \dots \quad (3.36)$$

Quando $a = 0$, a expressão (3.34) particulariza-se para a distribuição de Rayleigh. Isto seria esperado, uma vez que na distribuição de Rayleigh admite-se que as componentes possuam amplitudes baixas, sem a presença de um modo dominante [60]. Se a razão a/σ^2 for suficientemente grande, a componente em fase $(x+a)$ predominará sobre a componente jy do sinal, portanto, a distribuição $p(r)$ da variável r será quase igual a $p(x)$, com amplitude aproximadamente igual ao valor de a . As curvas da função densidade de probabilidade de Rice estão na Figura 3.4, com a relação a/σ como parâmetro. Os resultados mostram o comportamento da distribuição de Rayleigh quando $a = 0$ e a tendência para o formato gaussiano à medida que se aumenta a relação a/σ .

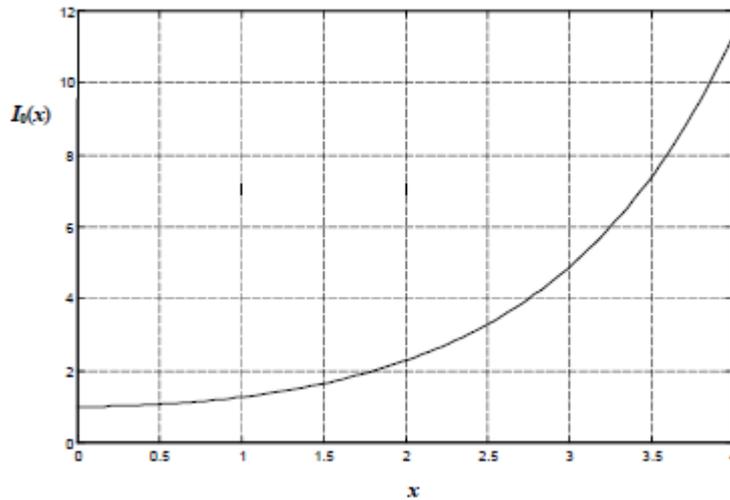


Figura 3.3 – Comportamento da função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero.

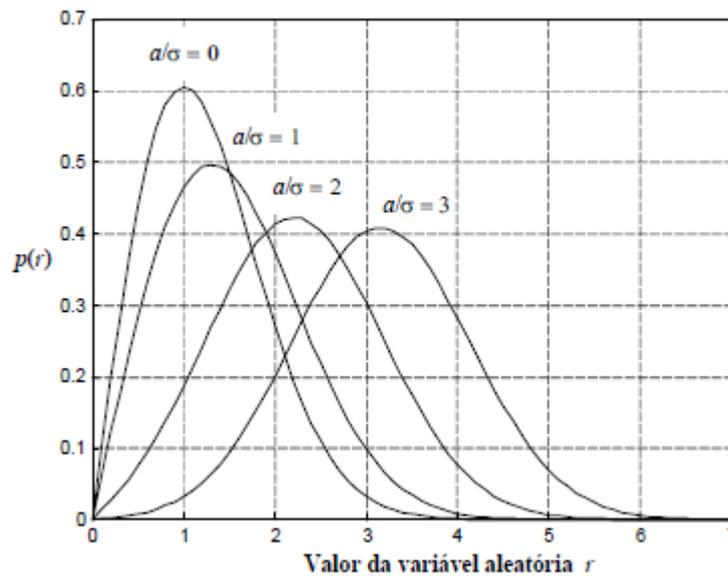


Figura 3.4 – Formato geral da densidade de probabilidade para um fenômeno estatístico descrito pela distribuição de Rice. As curvas representam variação da amplitude da onda direta entre 0 e 3 vezes o desvio padrão.

3.3.1

Taxa de Cruzamento de Nível Rice.

Supondo que a envoltória do sinal siga uma distribuição riciana, a taxa de cruzamento de nível é dada pela equação (3.37) [66,62]:

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi(K+1)}f_m\rho \exp(-K - (k+1)\rho^2)I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)}) \quad (3.37)$$

onde:

$$\rho = \frac{R}{\sqrt{\Omega_p}} = \frac{R}{r_{rms}}$$

$$r_{rms} \cong \sqrt{\Omega_p}$$

3.3.2

Duração Média de Desvanecimento Rice

De forma análoga para o considerado para a taxa de cruzamento de nível descrito, tem-se a duração média de desvanecimento dada pela equação (3.38) [62, 67]:

$$T_R(\rho) = \frac{1 - Q(\sqrt{2K}, \sqrt{2(K+1)\rho^2})}{\sqrt{2\pi(K+1)}f_m\rho \exp(-K - (k+1)\rho^2)I_0(2\rho\sqrt{K(K+1)})} \quad (3.38)$$

3.4

Distribuição Nakagami-m

As distribuições de Rayleigh e Rice descrevem muitas vezes, as flutuações do sinal recebido em canais de radiocomunicação com multipercursos [68]. Outra distribuição muito utilizada para descrever as características estatísticas desses tipos de canais é a distribuição de Nakagami- m , [59], muitas vezes melhor ajustada ao sinal de variabilidade rápida [69], [70], [71]. Sua análise descreve o comportamento do sinal recebido a partir da expressão:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}} \quad (3.39)$$

onde $\Gamma(m)$ é a função gama calculada da forma [64]

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt \quad (m > 1) \quad (3.40)$$

$$\Gamma(m) = \frac{\Gamma(m+1)}{m} \quad (m < 1)$$

e Ω é o primeiro momento da variável r^2 e m é a relação dada na equação (3.41), e denominado fator de desvanecimento, [65]

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)^2]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (3.41)$$

Quando $m = 1$ encontra-se a função densidade de probabilidade de Rayleigh, quando $m = 0,5$ tem-se a distribuição gaussiana e pode se aproximar da distribuição lognormal quando $\sqrt{\Omega/\gamma} \leq r \leq \sqrt{\Omega\gamma}$, onde γ é a constante de Euler, definida da forma [69]:

$$\gamma = \lim_{n \rightarrow \infty} \left(1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \dots + \frac{1}{n} - \ln(n) \right) = 0,57721 \quad (3.42)$$

A distribuição de Nakagami- m é utilizada, principalmente para caracterizar desvanecimento rápido da propagação de sinais na faixa de HF (3 MHz a 30 MHz) em longas distâncias. Esse modelo é mais complexo que os modelos de Rayleigh e Rice, e foi deduzido para a utilização na análise de *links* de comunicação sem fio. A distribuição de Nakagami descreve o desvanecimento em grupo na presença de multipercorso, logo o sinal em cada grupo possui fase aleatória e atrasos similares [72].

3.4.1

Taxa de Cruzamento de Nível Nakagami- m

A taxa de cruzamento de nível é dada pela equação (3.43) [62,77]:

$$N_R(\rho) = \sqrt{2\pi} f_m \frac{m^{\frac{m-1}{2}}}{\Gamma(m)} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2) \quad (3.43)$$

3.4.2

Duração Média de Desvanecimento Nakagami-m

A duração média de desvanecimento é dada pela equação (3.44) [62,77]:

$$T_R(\rho) = \frac{\Gamma(m, m\rho^2)}{\sqrt{2\pi} f_m m^{\frac{m-1}{2}}} \rho^{2m-1} \exp(-m\rho^2) \quad (3.44)$$

3.5

Distribuição $\alpha - \mu$

A distribuição $\alpha - \mu$ [73,74] foi proposta recentemente, com o intuito de prover uma melhor caracterização estatística para o sinal rádio móvel, explorando a não linearidade do meio de propagação. Esta distribuição é uma versão reescrita da distribuição Gama generalizada, que foi proposta, inicialmente, por Amoroso e particularizada por Stacy.

Segundo Stacy [75], a proposta se referia a uma generalização da distribuição Gama, sendo esta realizada com a inclusão de um parâmetro positivo no expoente do fator exponencial da mesma, porém, Stacy não associou nenhuma aplicação específica e nem desenvolveu nenhum modelamento físico de algum fenômeno.

Embora, em geral, as estatísticas do canal rádio móvel possam ser bem caracterizadas pelas já citadas distribuições de Gauss, Rayleigh, Rice e Nakagami-m, há situações nas quais nenhuma distribuição se ajusta bem aos dados experimentais, onde uma ou outra se adequa moderadamente. Por este motivo, a obtenção de novas distribuições continuam sendo alvo dos pesquisadores.

A distribuição $\alpha - \mu$ tem como base um modelo de desvanecimento. Devido a isso, seus parâmetros estão diretamente associados com as propriedades físicas do meio de propagação. Como seu próprio nome infere a distribuição $\alpha - \mu$ é escrita em termos de dois parâmetros físicos, α e μ , que descrevem a não linearidade do meio de propagação e o número de *clusters* de ondas de multipercurso, respectivamente. Dentro de qualquer *cluster*, as fases das ondas espalhadas são aleatórias e possuem atrasos e espalhamento de retardo similares,

sendo relativamente grandes, e se assume que os multipercursos dentro dos *clusters* têm ondas espalhadas com potências idênticas. Ela recai nas distribuições Nakagami-m (e sua versão discreta Chi), Weibull, Exponencial, Semi Gaussiana e Rayleigh para casos particulares.

A envoltória resultante é obtida como uma função não linear do módulo da soma das componentes dos multipercursos. A não linearidade se manifesta em termos de um parâmetro α ($\alpha > 0$), de tal modo que a intensidade do sinal resultante é obtida não simplesmente como o módulo da soma das componentes dos multipercursos, mas como este módulo para um certa potência dada. Para um sinal desvanecido com envoltória r , um parâmetro arbitrário $\alpha > 0$, e o valor médio da raiz $\alpha(r = \sqrt[\alpha]{E(r^\alpha)})$, a função densidade de probabilidade $p(r)$ de r é dada pela equação (3.45) [22]:

$$p(r) = \frac{\alpha \mu^\mu r^{\alpha\mu-1}}{r^{\alpha\mu} \Gamma(\mu)} \exp\left(-\mu \frac{r^\alpha}{r^\alpha}\right) \quad (3.45)$$

onde:

$\mu > 1/2$ é a variância inversa normalizada de r^α , i.e.

$$\mu = \frac{E^2(r^\alpha)}{E(r^{2\alpha}) - E^2(r^\alpha)} \quad (3.46)$$

onde $E(\cdot)$ denota o operador esperança matemática e $\Gamma(z) = \int_0^\infty t^{z-1} \exp(-t) dt$ é a função gama.

Para uma envoltória normalizada $\rho = R/r$, a função densidade de probabilidade $p(\rho)$ de ρ é obtida como:

$$p(\rho) = \frac{\alpha \mu^\mu \rho^{\alpha\mu-1}}{\Gamma(\mu)} \exp(-\mu \rho^\alpha) \quad (3.47)$$

A probabilidade da envoltória do sinal recebido não exceder um determinado valor é dada pela função distribuição cumulativa, dada pela equação (3.48) [73]:

$$P(\rho) = \frac{\gamma(\mu, \mu \rho^\alpha)}{\Gamma(\mu)} \quad (3.48)$$

3.5.1

Taxa de Cruzamento de Nível $\alpha - \mu$

A taxa de cruzamento de nível determinada é dada pela equação (3.49) [76]:

$$N_R = \frac{\sqrt{2\pi} f_m r^{\alpha(\mu-0.5)} \mu^{\mu-0.5}}{\Gamma(\mu) \Omega^{\mu-0.5}} \exp\left(-\frac{\mu r^\alpha}{\Omega}\right) \quad (3.49)$$

Onde:

$$\Omega = r^\alpha = \left(\frac{R}{\rho}\right)^\alpha$$

3.5.2

Duração Média de Desvanecimento $\alpha - \mu$

A duração média de desvanecimento é dada pela equação (3.50) [76]:

$$T_R = \frac{\Gamma(\mu, \mu r^\alpha / \Omega) \Omega^{\mu-0.5}}{\sqrt{2\pi} f_m r^{\alpha(\mu-0.5)} \mu^{\mu-0.5}} \exp\left(\frac{\mu r^\alpha}{\Omega}\right) \quad (3.50)$$

4

DESCRIÇÃO DOS AMBIENTES E *SETUP* DE MEDIÇÕES

A motivação de nosso trabalho foi caracterizar ambientes suburbanos e rurais com características de geografia acidentada, por isso foi escolhida a cidade de Tanguá, um bairro que fica no lado norte do Rio de Janeiro, km 275 da BR 101. A proposta pretende caracterizar e, na medida do possível, fazer a comparação com outro bairro também suburbano ou mesmo com um bairro urbano, que mesmo ficando no centro da cidade do Rio de Janeiro é um bairro acidentado geograficamente.

4.1

Descrição dos Ambientes de Medição

Como mostrado na Figura 4.1a e 4.1b, pretende se caracterizar o ambiente suburbano e rural da cidade de Tanguá, a partir de uma transmissão de uma parte alta da cidade, no terraço da Câmara Municipal de Tanguá.

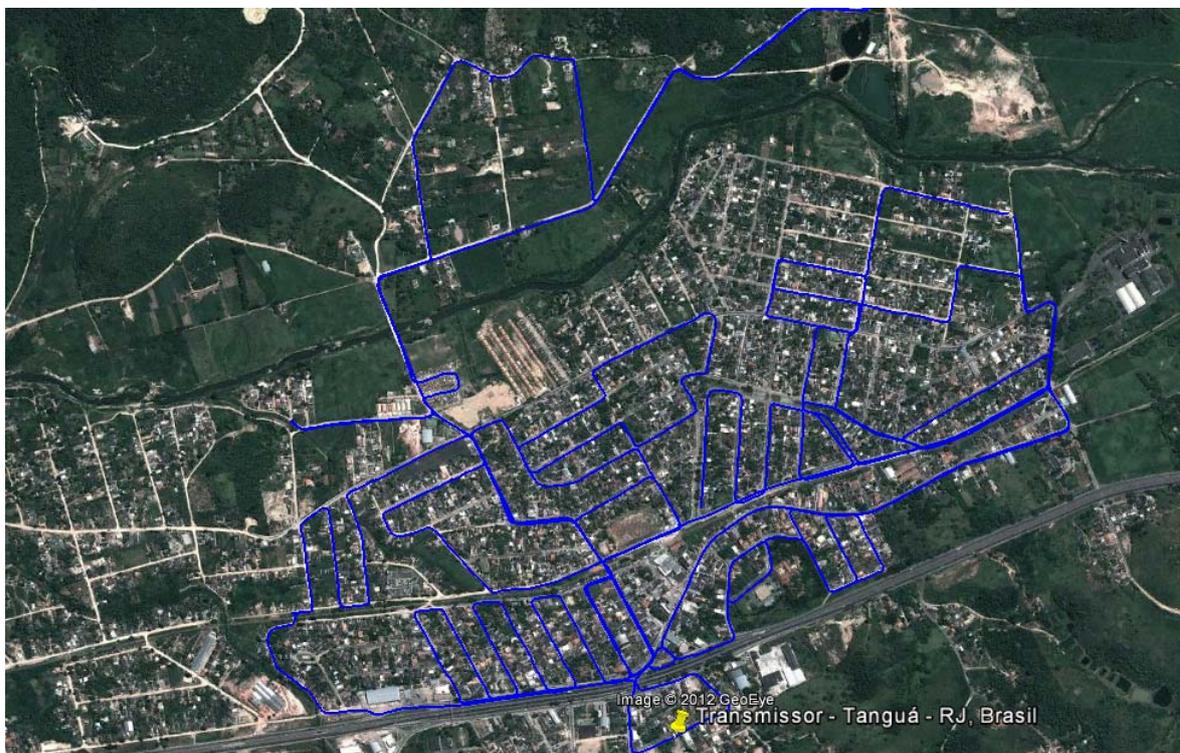


Figura 4.1a. – Visão do percurso de medição no *Google Earth* da cidade de Tanguá.



Figura 4.1b. – Visão da cidade de Tanguá a partir do local de Transmissão.

4.2

Descrição do *Setup* de Transmissão e Recepção

Dado que nosso trabalho tem por objetivo caracterizar o canal radio móvel tanto em faixa estreita quanto em faixa larga, teremos que descrever ambos os *setups* que vão se diferenciar do lado do transmissor pelo tipo de sinal: Um sinal CW enviado para faixa estreita e um sinal OFDM com 1024 subportadoras com largura de banda $BW = 20$ MHz, para transmissão em faixa larga. Assim, também do lado do receptor pela forma de aquisição dos dados: para faixa estreita usa-se o equipamento SIGNATURE como Analisador de Espectro com sua saída de vídeo fornecendo o nível do sinal em volts, que é aquisitado pela placa de aquisição USB 6112 BNC; e para faixa larga, utiliza-se o Analisador Vetorial de Rede Signature, que leva instalado o *software* Matlab para aquisitar o sinal do receptor com a ajuda de certa programação, código Campanha (Apêndice A). A parte transmissora foi montada no alto de um prédio da Câmara Municipal de Tanguá de 2 andares, que é uma das partes mais alta da Cidade e a parte receptora montada dentro de uma viatura móvel (VAN de Medições) com uma antena sobre o teto da VAN, como mostrado na Figura 4.2.



Figura 4.2 – Laboratório Móvel de Medições

4.2.1

Descrição do *Setup* de Transmissão

Do lado do bloco de transmissão, foi montado o *setup* de transmissão, tanto para as transmissões com um Sinal CW, para a aquisição dos dados e análise de faixa estreita, como também, a transmissão de um sinal OFDM de 1024 subportadoras modulada sobre 5,765 GHz com largura de banda $BW = 20$ MHz, tanto para faixa larga. A composição desse *setup* é a seguinte:

- 1 Gerador Vetorial do Sinal modelo MG3700A da Anritsu.
- 1 Amplificador de Potência [Apêndice B]
- 1 Antena Setorial 90° com 17 dBi de ganho, na faixa de 5,275-5,875 GHz [Apêndice B]
- 2 cabos: 1 cabo de 4 m com perda de 8 dB, que liga o amplificador de potência à antena e outro cabo de 1,5 m, que liga o gerador à entrada do amplificador de potência, com perda de 6 dB, incluindo conectores SMA-N.

O sinal CW gerado pelo MG3700A na frequência de 5,765 GHz, tinha um nível de +3 dBm, que é a máxima saída de nível de sinal que o gerador pode fornecer, seguindo recomendação do fabricante. Qualquer aumento de nível de saída a mais, acusaria um erro na tela do gerador, indicando nível de sinal instável

(*unleveled*). O sinal é enviado ao PA (*Power Amplifier*) que lhe dá um ganho aproximado de 30 dB sendo irradiado pela antena setorial de 90°, com 17 dBi de ganho.

Este *setup* foi montado no topo de um prédio, localizado uma parte alta na cidade de Tanguá, para iluminar ambos os lados da cidade que é atravessada pela BR 101, como mostra a Figura 4.3. A antena de transmissão foi fixada em um mastro de 3 m de altura e as coordenadas geográficas obtidas pelo GPS são aproximadamente:

- Latitude: S 22,73619°
- Longitude: W 42,71886°
- Altitude: 49 m
- Altura da antena: 49 m +3 m=52 m



Figura 4.3 – *Setup* de Transmissão, antena aponta ao centro da cidade.

4.2.1.1

Gerador Vetorial de Sinais

O gerador de sinais apresenta as seguintes especificações técnicas e característica gerais: [78]

- Geração e modulação de padrões de onda em padrões de telefonia celular e padrões 802.11.
- Geração de sinais I/Q por meio de um gerador arbitrário de sinais internas.
- Capacidade de medição de BER de sistemas reais de comunicação.
- Frequência portadora variável de 250 kHz a 6 GHz.
- Desativando a geração de padrões de onda, o equipamento funciona como gerador RF variável em amplitude e frequência.
- Capacidade de criação ou modificação de padrões de onda por meio do *software IQProducer* fornecido com o equipamento.
- Controle remoto do equipamento através de conexão LAN RJ45.

Especificações e uso do equipamento

O gerador MG3700A (Figura 4.4) pode efetuar testes, principalmente, nos padrões de telefonia celular móvel e tecnologias WLAN. Pode gerar padrões de sinais em muitos padrões de telefonia celular com a função de atribuir uma portadora perante a necessidade do usuário. A faixa de frequência da portadora é de 250 KHz até 6 GHz.



Figura 4.4 – Gerador Vetorial MG3700A

Os padrões de forma de onda que estão incluídos no equipamento, são:

- WLAN (IEEE802.11 a/b/g)
- W-CDMA
- GSM-EDGE
- CDMA2000 1xEV-DO (Rev. 0)
- CDMA2000 1X
- PHS
- PDC
- Bluetooth*
- GPS
- Digital Broadcast*

Além disso, o MG3700A vem com pacotes pré-carregados de ruído gaussiano branco AWGN, o qual ajuda a simular o ruído sobre o canal de comunicações.

Incluído ao equipamento, temos um software *IQproducer* (Figura 4.5) o qual permite editar, modificar e criar padrões de onda dentro dos padrões que vem carregados no equipamento. No CD que vem incluído no MG3700A, encontra-se uma cópia de todos os padrões pré-carregados no equipamento como *backup* no caso de modificação de algum. Para modificação de cada padrão, o equipamento precisa uma licença, que é adquirida na *Anritsu Corporation*. Vale observar que o *software* cria um arquivo do padrão modificado com os pontos dos valores I e Q do gerador arbitrário.

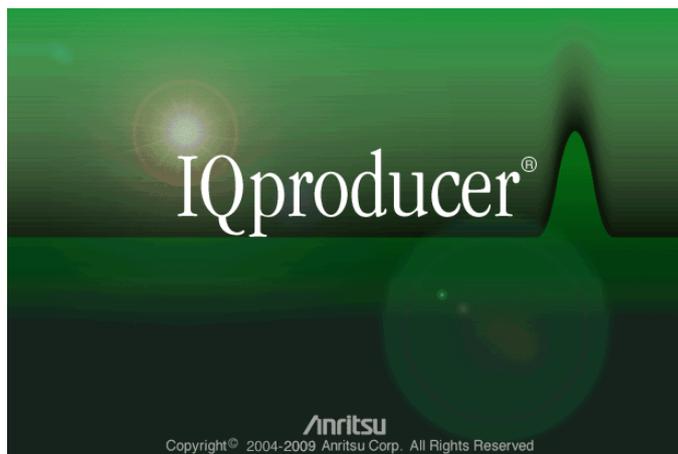


Figura 4.5 – Software de Aplicação *IQproducer* para o gerador MG3700A

4.2.1.2

Amplificador de Potência

Para amplificar o sinal, foi usado o amplificador de rádio frequência (RF) fabricado pela Mini-Circuits, modelo ZVE-3W-83+, que opera na faixa de frequência de 2,0 GHz - 8,0 GHz, com 3 W de saída máxima. Baixa figura de ruído, 5.8 dB (típico entre 5 e 9 dB [81]). [Apêndice B].

4.2.1.3

Antena de Transmissão

Antena de transmissão (OIW-5817P090V) 5.8 GHz e 17 dBi é antena setorial, frequência de operação na faixa de 5,8GHz , suporte WiFi 802.11 a em 5.8 GHz . Antena tipo Painel Setorial [Apêndice B]

- Faixa de frequência: 5725 a 5875 MHz
- Ganho Nominal: 17,0 dBi
- Impedância Nominal: 50 ohm
- Feixe no plano H: 90°

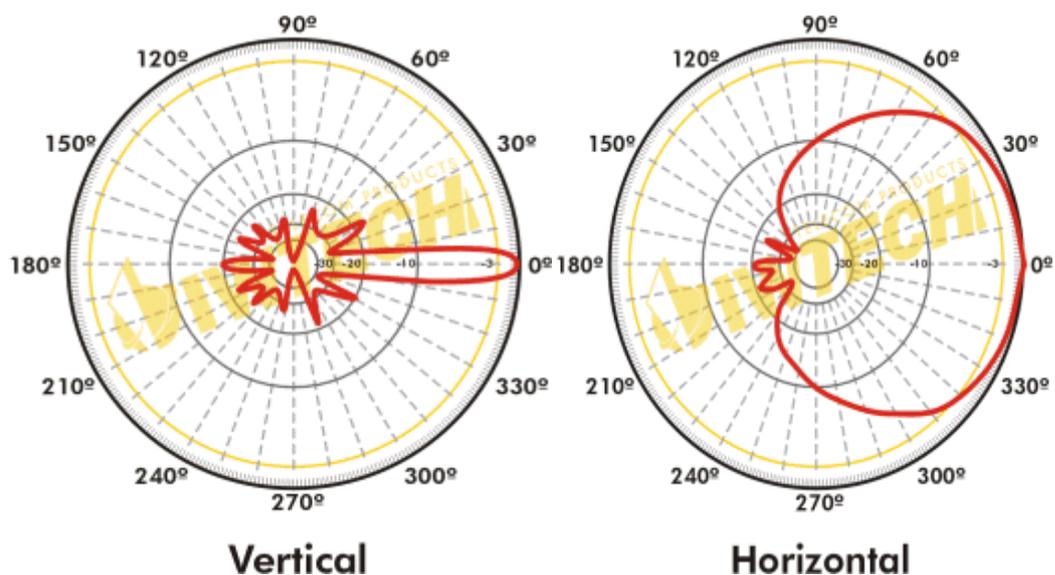


Figura 4.6 – Diagrama de radiação da Antena setorial [Apendice B]

4.2.2

Descrição do *Setup* de Recepção

Para a recepção do sinal, foi montado um *setup* na parte interior de uma VAN, especialmente equipada com um gerador de energia em CA, para alimentar os equipamentos usados na medição. O interior da VAN está mostrado na Figura 4.7:



Figura 4.7 – *Setup* de Recepção montado dentro da VAN de Medições

4.2.2.1

Antena

Antena Omnidirecional 10 dBi na faixa de 5,275-5,875 GHz [Apêndice B].



Figura 4.8 – Antena Receptora Omnidirecional no topo da VAN

4.2.2.2

Amplificador de Baixo Ruído (LNA)

Foi utilizado um LNA (amplificador de baixo ruído) que trabalha na faixa de 1 GHz - 8 GHz, com as seguintes características: [Apêndice B]

- Baixo ruído, banda larga e alto ganho.
- Baixo VSWR, incondicional estável
- Pequeno tamanho, baixo custo,
- Conector: SMA fêmea I/O.
- Faixa de Frequência: 1,0 GHz até 8,0 GHz
- Figura de Ruído: Típico 1,5 dB. Máximo 2,0.
- Ganho Nominal: 33 dB.
- Fornecimento de potência DC: 120mA@+8~12V

4.2.2.3

Analizador de Sinal Signature MB2781B

O Analizador de Sinal Signature (Figura 4.10) é um instrumento único, que integra o estado da arte do espectro, a análise de modulação digital e um analisador de sinal vetorial em um instrumento fácil de usar. Ele incorpora [79] um *software* proprietário, que inicia dentro do sistema operacional *Windows XP* (Figura 4.8):



Figura 4.9 – Apresentação do *Software Signature*

Suas especificações são:

- Medições de alta precisão do espectro cobrindo a faixa de 100 Hz até 8 GHz. numa única Banda.
- Medições vetoriais de sinais modulados até 30 MHz de largura de banda.
- Modulação de sinal e medições de qualidade de sinais de celulares e sem fios com o pressionar de um botão.
- Vários modos de varredura e detector disponíveis em uma única configuração multi-traço.
- O *design* avançado do Analizador de Sinais *Signature* Anritsu apresenta as seguintes inovações:
 - Arquitetura RF/analógica otimizada para máxima faixa dinâmica, alta precisão, e operação de 8 GHz em uma única banda.
 - Ligue ao MATLAB: Alterna a conectividade MATLAB ligado ou desligado.

- Seleciona código de MATLAB para ser executado: Abre uma janela para selecionar um código MATLAB.
- Executa código de em MATLAB;
- Retorna resultados desde o código executado de MATLAB.
- Envia a MATLAB: Alterna IQ Data (vetores) em liga /desliga e habilita a configuração de transferência. Os vetores IQ a partir do Signature dão mais liberdade para fazer medições complexas, como FFTs ou demodulação.
- Taxa de Amostragem (S/s)/largura de Banda(Hz): Seleciona varias taxas de amostragens e Largura de Banda, (S/s)/(Hz):
50M/25M, 50M/20M, 25M/10M, 12.5M/5M, 6.25M/2M, 3.125M/1M, 2M/800K, 1M/400K, 500K/200K, 400K/150K, 200K/80K, 100K/40K.
- Tempo de captura: Configuração do tempo de captura. Na gama desde 2 μ seg ate 1.28 seg, dependendo da seleção da taxa de amostragem/largura de banda.
- Modos de varredura: Alterna entre os modos de varredura contínua ou simples e inicia uma única varredura. Modo de varredura é desativado quando *handshaking* está ativado.
- Entrada: Alterna entre entrada RF Faixa larga e RF faixa estreita, faixa larga única I/Q ou Faixa larga Diferencial I/Q.

A figura 4.9 mostra o equipamento *Signature* MS2781B.

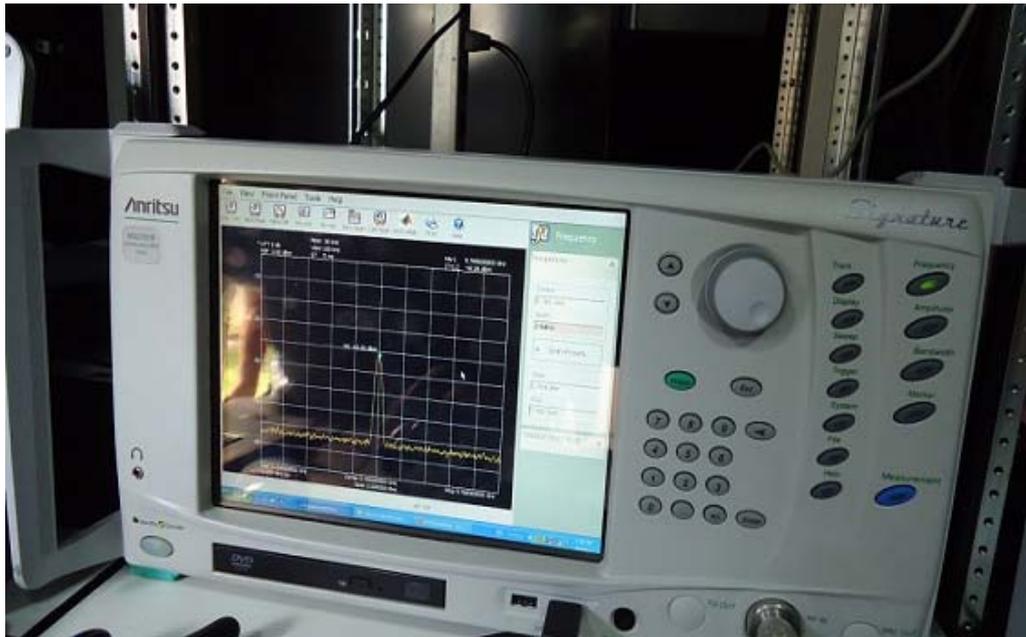


Figura 4.10 – Analisador Vetorial de rede Signature MS2781B

4.2.2.4

Placa de Aquisição de dados USB 6212-BNC [Apêndice B]

DAQ MSeries, 16-Bit, 400 KS/s, BNC integrado, BUS- alimentado, Figura 4.10.

- 8 entradas analógicas BNC diferencial (16-bit, 400 KS/s)
- 2 saídas analógicas BNC (16-bit, 250 KS/s), 24 I/O digitais (8 BNC); 2 contadores de 32-bits.
- BUS alimentado USB para alta mobilidade; bloqueio de cabo USB.
- Fluxo do Signal NI para sustentados fluxos de alta velocidade de dados via USB, versão OEM disponível.
- Compatível com Labview, ANSI C/C++, C#, Visual Basic, NET, e Visual Basic 6.0.
- *Driver do Software NI-DAQmx e software dado de registro interativo NI Labview Signal Express.*



Figura 4.11 – Placa de Aquisição de dados BNC-USB6212

4.2.2.5

Notebook Sony Vaio com licença do Software Labview Instalada.

O *Software Labview* oferece a ferramenta visual para adquirir dados, junto com a placa de aquisição USB 6212-BNC.

O *Labview* reconhece a placa e permite a configuração dos canais utilizados. Podemos configurar a Taxa de Amostragem até um máximo de 400 amostras/seg. Para nosso caso, utilizamos 1 canal: um para adquirir os níveis de tensão da saída do Analisador de Espectro.



Figura 4.12 – Software de Aplicação LABVIEW, para aquisição de dados.

4.2.2.6

GPS Garmin modelo GPSmap62

O GPS *Garmin GPSmap62* (Figura 4.13), foi configurado com o *software* de livre uso GPS *TrackMaker* (Figura 4.12), para aquisitar posições de latitude e longitude dos pontos das rotas em tempo real.

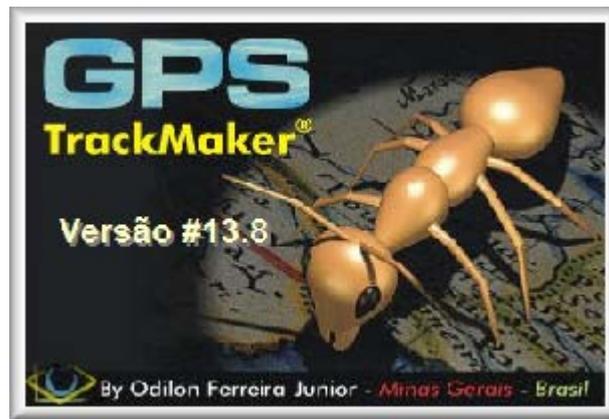


Figura 4.13 – Aplicação livre para GPS



Figura 4.14 – GPS Garmin Gpsmap62

4.2.2.7

Cabos coaxiais

Foram usados dois cabos de 1,5m cada com perdas de 5 dB aproximadamente, incluindo conectores. A Antena omnidireccional foi instalada sobre o teto da van como mostrado na Figura 4.7.

A Antena foi conectada à entrada do LNA, cuja saída é cabeada no Analisador de Espectro. Da saída de vídeo o sinal é cabeado para a placa USB 6212 BNC. As posições do GPS são salvas num arquivo diretamente no HD do signature, via cabo USB.

Os sinais recebidos são coletados mediante essa placa de aquisição de dados, usando 1 canal para aquisitar o nível de sinal da saída de vídeo do analisador de espectro em volts. A placa de aquisição USB 6212 BNC conecta-se ao *notebook*, que tem instalado o *software Labview* (Figura 4.6). Este software permite a aquisição dos dados com uma taxa de até 400 kAmostras/seg, previamente configurado no entorno gráfico da ferramenta Labview.

4.2.2.8

Fontes de Alimentação

Foi usada uma fonte de alimentação da Marca ICEL AC 100V~127V /50Hz/60Hz, com capacidade para alimentar até 15volts. Para alimentar o LNA regulamos até com 12volts de tensão continua.

4.2.3

Procedimento de Medição e Aquisição em Faixa Estreita

4.2.3.1

Parâmetros configurados na Transmissão

Os parâmetros configurados no *setup* de transmissão são os seguintes:

- Frequência de Portadora: 5,765 GHz
- Modulação: onda contínua (CW) sem modulação

- Potência de saída do gerador: +3 dBm (não pode ser maior pela instabilidade, segundo manual)
- Ganho do Amplificador: 28 dB
- Ganho da Antena Tx Setorial 90°: 17 dBi
- Perda de acoplamento + atenuação dos cabos: 15 dB

4.2.3.2

Parâmetros configurados na Recepção

Os parâmetros configurados na recepção são os seguintes:

- Ganho da antena omnidirecional: 10 dBi
- spam zero (varredura de espectro): RBW=100 Hz, VBW=10 KHz
- Nível de referência (visualização do eixo horizontal): 0 dBm

Do lado do receptor em movimento, o labview foi configurado com uma taxa de amostragem de 20 Kamostras/seg. e o arquivo de dados foi salvo em extensão *.tdms, que foi importando para planilhas de Excel. Paralelamente, as posições dos pontos de medições são capturadas pelo GPS garmin, com a ajuda do *software Gps Trackmaker*, conectado num porto USB do analisador de espectro, sincronizando a hora do *signature* com o GPS. Deste modo, conseguimos aquisitar, latitude, longitude e altitude, assim como a forma do nível do terreno graficamente.

Todos esses dados adquiridos servirão para o processamento nos capítulos posteriores.

4.2.4

Procedimento de Medição e Aquisição em Faixa Larga

4.2.4.1

Parâmetros configurados na Transmissão

Os parâmetros configurados no *setup* de transmissão, para esta campanha de faixa larga, variam em alguns casos e são os seguintes:

- Frequência de portadora: 5,765 GHz
- Modulação: um sinal OFDM sobre a onda contínua (CW) com uma BW = 20 MHz com 1024 subportadoras.
- Potência de saída do gerador: -1 dBm (não pode ser maior pela instabilidade, segundo manual)
- Ganho do amplificador: 28 dB
- Ganho da Antena Tx Setorial 90°: 17 dBi
- Perda de acoplamento + atenuação dos cabos: 15 dB

4.2.4.2

Parâmetros configurados na Recepção

Os parâmetros configurados na recepção são os seguintes:

- Ganho da antena omnidirecional: 10 dBi
- Frequência: 5,765 GHz
- spam: 30 MHz
- Nível de referência (visualização do eixo horizontal) : 0 dBm
- *Handshake* (troca de informações) = on
- RBW e VBW automático
- amostragem = 50M/25M que indica que para um sinal de 20 MHz a taxa é 50 M/seg

Com todos esses parâmetros configurados, o *signature* carrega o programa Matlab e com um código elaborado é feita a aquisição como mostrado por RON [80].

5

PROCESSAMENTO DOS DADOS E RESULTADOS

Neste capítulo, são apresentados os procedimentos utilizados na campanha de medições na faixa de 5,8 GHz, para ambientes suburbano e rural, na cidade de Tanguá. Será feita tanto a análise faixa estreita quanto faixa larga, apresentando as estatísticas e os parâmetros resultantes do processamento e as contribuições do trabalho.

5.1

Procedimentos para Análise em Faixa Estreita

5.1.1

Aquisição de dados

Os dados foram gravados via a ferramenta *software Labview*, sendo colhidos pela interface de aquisição USB 6212-BNC. Os arquivos, com os níveis de sinal em volts, são abertos em formato Excel, mas em grupos de um milhão de amostras, porque o Excel só permite abrir 1,048,000 amostras, então particionamos o arquivo até alcançar o número de amostras total. Como os arquivos estão em formatos Excel, convertemos para o formato *.mat a fim de usarmos o *software Matlab*. Um código Matlab *Medição.m* e uma tabela de calibração são usados para convertermos os níveis de sinal de tensão (V) medidos em potência (W). Paralelamente, como aquisitamos pontos do GPS.txt, convertemos também para formato excel, depois abrimos diretamente no Matlab, formando vetores, com dados Latitude, Longitude, Altitude, Hora_s. Com o código *distancia.m* convertemos em distância percorrida, os pontos de latitude e longitude aquisitados. Fazendo uso do código *tempo.m* convertemos a coluna do arquivo GPS hora_s, em segundos, tendo em conta a hora do início da medição e o início da aquisição do GPS. Assim que já temos prontas as colunas do GPS, Hora_s(seg.), Distancia_m, Long , Latitude, Altitude, podemos fazer a setorização fazendo uso do Código *Setor completo.m*. Com isto, podemos dividir

cada rota em setores de mesma distância percorrida, equivalente a 40λ . Este último código *setor completo.m* fornece, na saída, arquivos que serão úteis para nossa próxima análise, assim como potência do setor, posição do setor, vetor posição, posição GPS. Fazendo uso de Matlab, juntamos todos os vetores de níveis de potência que estão em arquivos de milhão em milhão, arquivos *.mat, conseguindo um arquivo completo para cada rota completa.

Como temos setores cujos níveis de potência não são úteis para nossa análise, usamos o código setor completo *filtrado.m*, para obter só setores cujo nível de potencia está acima de -68 dBm.

Continuando com o processamento, agora podemos fazer uso do código *Desvanecimento em pequena escala.m* obtendo os gráficos das distribuições estatísticas principais.

5.1.2

Descrições das Rotas da Campanha de Medições

As rotas da campanha de medições, tanto em faixa estreita como em faixa larga, foram 11 rotas, às quais têm como características principais prédios de 2 ou 3 andares no máximo, algumas ruas com alguma vegetação na parte suburbana e um pouco mais acentuada na parte rural, como mostrado nas figuras 5.4 até 5.7 .

Na seguinte tabela estão os nomes das ruas e na ordem em que foram feitas as medições:

Tabela 5.1 – Rotas associadas às ruas percorridas.

Numero da Rota	Nomes das Ruas com as datas
1	15102012_123344pm_TX ate Clinica NOVA
2	15102012_124008pm_Clinica ate DulceLopesMariaAlaide
3	15102012_010721pm_RuaDulceLopezMariaAlaide ate BRViaduto
4	15102012_022124pm_RuaDulceLopezMariaAlaide ate Mesmo toda Area
5	15102012_023750pm_RuaDulceLopezMariaAlaideCemiteroAreaToda
6	15102012_030737pm_RuaDulceLopezMariaAlaide ate RuaDulceLopez
7	15102012_032228pm_RuaDulceLopezCruzeLinhaManueldeAbreu
8	15102012_033945pm_LinhaManueldeAbreu ateRua24Ampliacao
9	15102012_035335pm_Rua24Ampliacao ate Estacionamento Mineira
10	15102012_041352pm_Estacionamento Mineira ate Rua17ampliacao
11	15102012_043334pm_Rua17Ampliacao ate Tx.

5.1.3

Setorização

Uma setorização foi feita para a análise faixa estreita, considerando janelas de 40λ , [[82],[91]]. As rotas foram setorizadas como mostrado na Tabela 5.2, que inclui a quantidade de setores por rota. Em seguida, foi feita uma filtragem pelo nível de potência para eliminar setores abaixo do nível de ruído considerado. O nível de ruído, de acordo com as características estabelecidas pelo *setup* de medidas foi de -70 dBm. Por segurança considerou-se, na filtragem como nível de sinal razoável acima de -68 dBm. Na verdade, o sinal que chegava à recepção era, aproximadamente, 30 dB abaixo, já que o mesmo foi amplificado pelo LNA. Nesse caso, o patamar do ruído na recepção estava próximo de -100 dBm. Além disso, estão classificadas pelo tipo de área.

Tabela 5.2 – Rota com quantidade de setores Totais e filtrados com tipos de Área.

Numero da Rota	Quantidade Total de Setores por Rota	Quantidade de Setores Filtrados	Tipo de Área - Terreno
1	410	410	Suburbano
2	2347	1509	Suburbano
3	295	295	Suburbano
4	1398	764	Suburbano
5	1674	1047	Suburbano
6	935	270	Suburbano
7	1398	1	Suburbano
8	1012	0	Suburbano
9	1569	503	Suburbano
10	1549	1069	Suburbano-Rural
11	2295	1267	Suburbano-Rural

As figuras 5.1 e 5.2 mostram todos os setores das rotas sondadas e também as rotas filtradas, desconsiderando os setores onde o nível do sinal estava abaixo de -68 dBm.

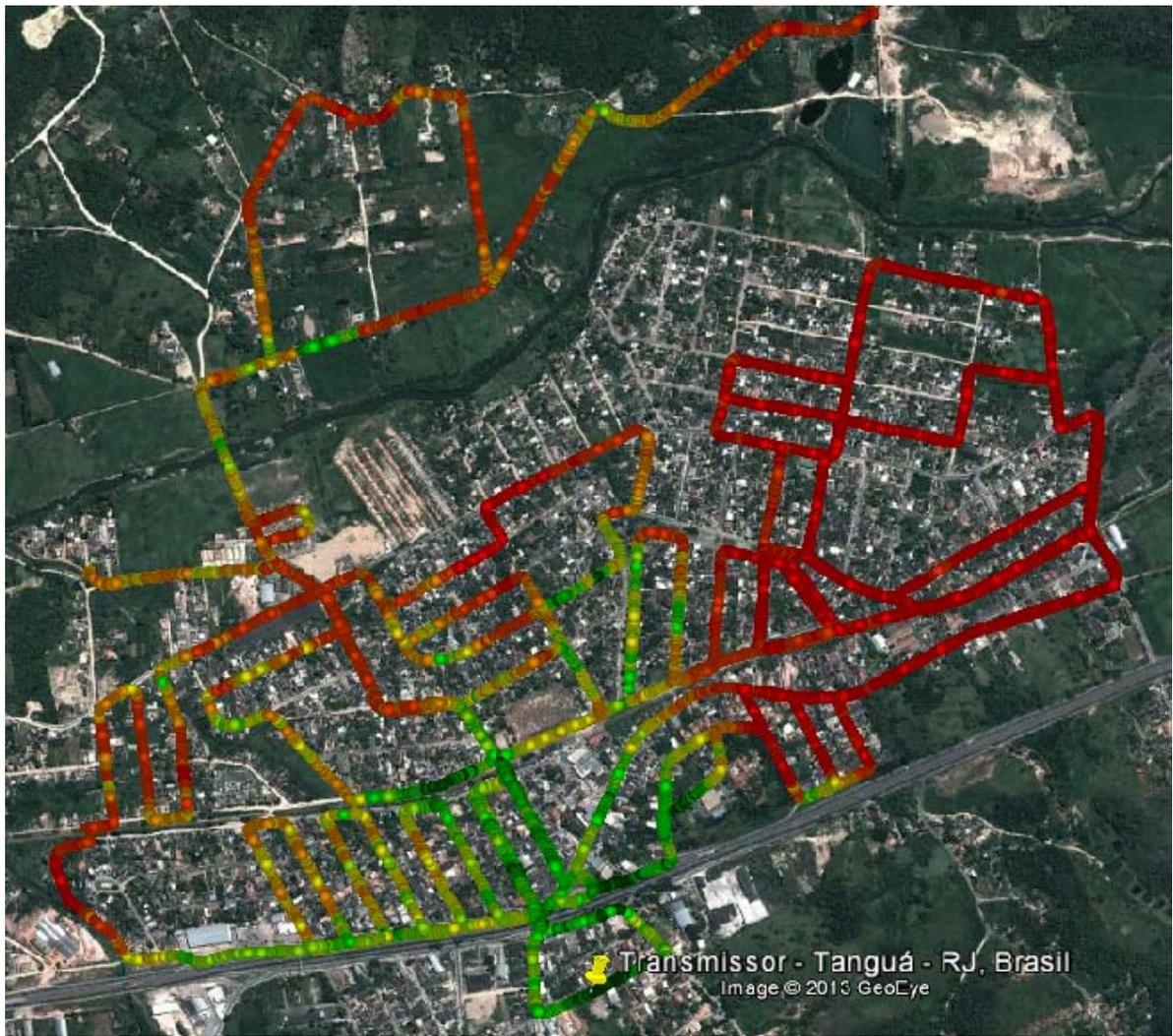


Figura 5.1 – Setorização das 11 rotas.

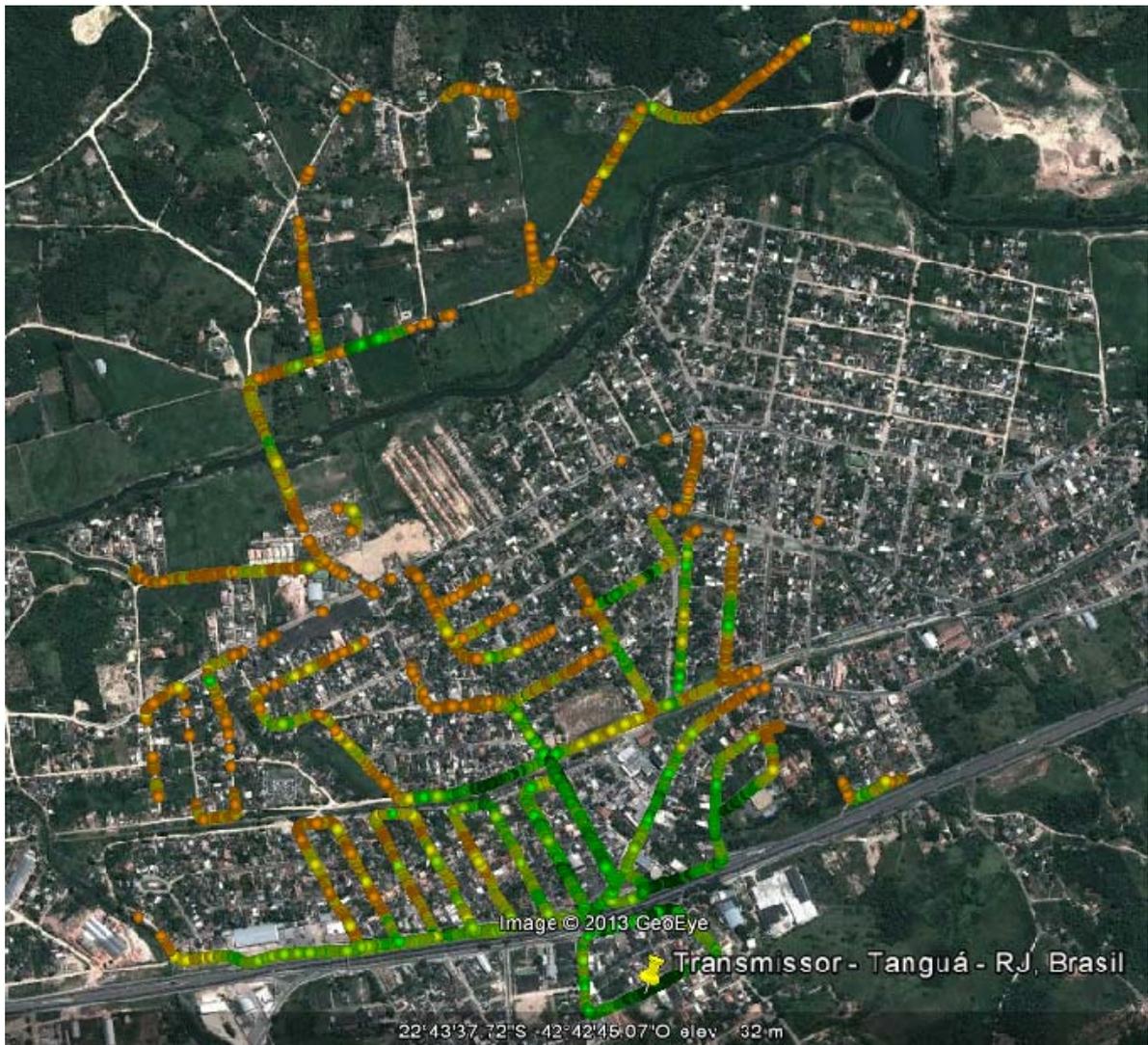


Figura 5.2 – Rotas Setorizadas e filtradas com nível de sinal apropriado para a análise.

As cores na figura 5.1 e 5.2 representam as faixas de nível do sinal em cada setor de acordo com a legenda da figura 5.3. Vale lembrar que esses valores devem ser decrescidos do valor do ganho do LNA.

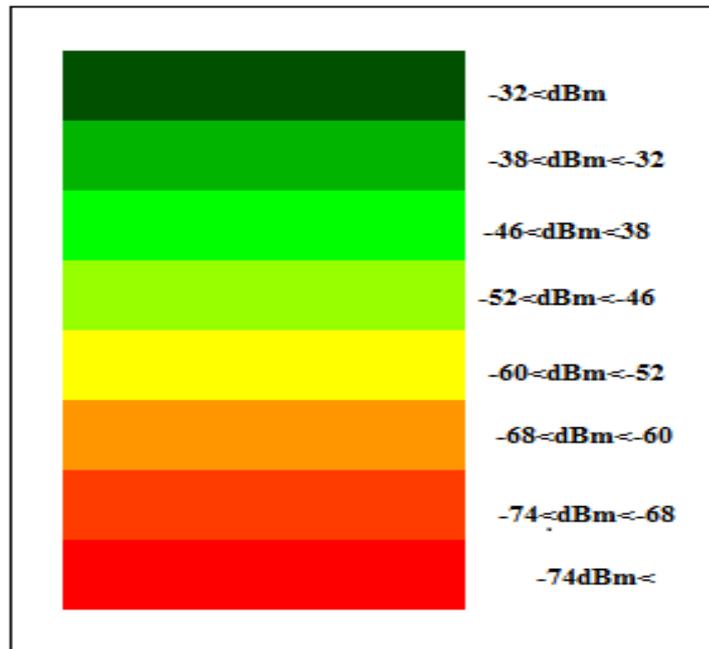


Figura 5.3 – Lista de cores com ranges de níveis de potência.

Nas figuras 5.4 até 5.7 estão às fotos das ruas sondadas: a parte suburbana com prédios de não mais de 3 andares, em alguns casos; e na parte rural, vegetação e prédios de um andar.



Figura 5.4 – Rua no início da rota 1- suburbano



Figura 5.5 – Viaduto no centro da cidade de Tanguá na rota 1.



Figura 5.6 – Rua na área rural da cidade de Tanguá na rota 11



Figura 5.7 – Outra rua na rota 11, mais longe do transmissor.

5.1.4

Tipo de Área nas Rotas da Campanha de Medição

As 11 rotas da campanha de medição para faixa estreita foram feitas em várias ruas de Tanguá junto com uma classificação do tipo de área, segundo [83], como mostrado na Tabela 5.2. Deste modo, podemos fazer uma análise do comportamento do sinal com o tipo de área e também fazer uma análise de comparação com alguns modelos de cobertura da literatura.

5.2

Análises da Variabilidade de Pequena Escala do Sinal

Com todos os dados pré-processados, podemos iniciar o estudo do desvanecimento em pequena escala, fazendo a análise em pequenas áreas ou setores onde o desvanecimento médio pode ser considerado praticamente constante. Consideramos, para cada setor analisado, a função de densidade de probabilidade (fdp) dos valores medidos, que são comparadas com as fdps teóricas de Gauss, Rayleigh, Rice, Nakagami-m e $\alpha - \mu$, para verificação do melhor ajuste dos dados às mesmas. O teste qui-quadrado (QUI) [84] foi utilizado para a escolha da fdp de melhor ajuste.

Além dos gráficos ou figuras onde se apresenta a melhor aderência às fdps teóricas, apresentamos, também, tabelas de cada rota considerando alguns dos seguintes casos:

- Quantidade de setores por rota sobre análise e a quantidade de vezes que as fdps Gauss, Rayleigh, Rice, Nakagami-m e $\alpha - \mu$, passaram no teste qui-quadrado;
- Valor do parâmetro m da fdp de Nakagami: mínimo e máximo;
- Valor do parâmetro K da fdp de Rice: mínimo e máximo;
- Valor do parâmetro α da fdp de $\alpha - \mu$, e do teste qui-quadrado, considerando somente os que passaram no teste.
- Maior e menor valor do parâmetro K da fdp Rice e do teste qui-quadrado, considerando somente os que passaram no teste.
- Comparação do teste qui-quadrado para ambientes suburbanos e rurais.

A tabela 5.3 fornece os resultados, para as diversas rotas, no número de vezes que as fdps ajustadas passaram no teste qui-quadrado.

Tabela 5.3 – Rotas por quantidade de vezes que as fdps passaram no teste.

Rota 1	Quantidade total setores na rota: 410				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	64	9	63	25	252
Rota 2	Quantidade total setores na rota: 1509				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	194	22	95	63	1151
Rota 3	Quantidade total setores na rota: 295				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	33	10	46	17	197
Rota 4	Quantidade total setores na rota: 764				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	58	5	35	14	656
Rota 5	Quantidade total setores na rota: 1047				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	129	7	46	30	835
Rota 6	Quantidade total setores na rota: 270				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	69	0	19	0	179
Rota 7	Quantidade total setores na rota: 1				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	0	0	0	0	0
Rota 9	Quantidade total setores na rota: 503				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	73	10	55	53	320
Rota 10	Quantidade total setores na rota: 1069				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	146	7	87	33	802
Rota 11	Quantidade total setores na rota: 1267				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	131	6	118	35	982

Também tem-se na Tabela 5.4, os valores do QUI para as fdps de cada rota. Na Figura 5.8 os resultados são mostrados com as respectivas distribuições associadas àqueles melhores valores.

Tabela 5.4 – Menor valor de QUI para cada rota

Menor valor de QUI e Setores na Rota 1					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.75	1.03	0.85	0.99	0.29
Setor	372	190	372	155	267 - 269
Menor valor de QUI e Setores na Rota 2					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.80	1.15	0.84	1.03	0.43
Setor	1276	1316	1296	1317	1423
Menor valor de QUI e Setores na Rota 3					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.86	1.49	0.86	1.33	0.38
Setor	202	224	202	247	54
Menor valor de QUI e Setores na Rota 4					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	1.10	1.74	1.18	1.72	0.53
Setor	747	392	462	679	734
Menor valor de QUI e Setores na Rota 5					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.76	0.89	0.67	0.90	0.29
Setor	747	1023	871	1023	997
Menor valor de QUI e Setores na Rota 6					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.57	4.13	0.75	2.96	0.97
Setor	203	93	12	86	35
Menor valor de QUI e Setores na Rota 7					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	NaN	NaN	NaN	NaN	0.53
Setor	1	1	1	1	1
Menor valor de QUI e Setores na Rota 9					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.88	1.00	0.80	1.01	0.94
Setor	232	463	383	463	463 - 465
Menor valor de QUI e Setores na Rota 10					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.66	0.75	0.65	0.77	0.52
Setor	792	44	792	44	753
Menor valor de QUI e Setores na Rota 11					
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.64	0.93	0.08	0.92	0.75
Setor	1217	1094	1031	1094	1226

A seguir são apresentadas as comparações entre as fdps nas Figuras 5.8 até 5.10 para áreas suburbana, rural e mista, para as melhores situações de aderência para o teste QUI. A figura 5.8 é para a rota 1 suburbana.

A rota está apresentada na figura 5.9. Inicia o percurso em frente à antena transmissora, passa por uma rua paralela e entra por baixo de um viaduto, continuando paralela à rua do transmissor e da BR 101, estrada de alta velocidade.

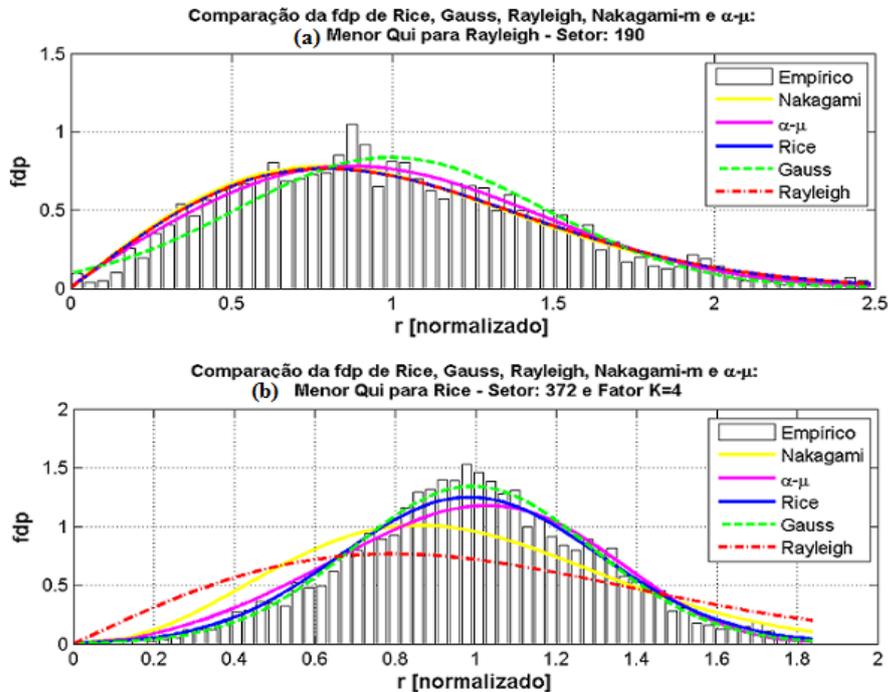


Figura 5.8 (a) e (b) – fdp Rayleigh e Rice com menor QUI para Setor Suburbano – rota 1

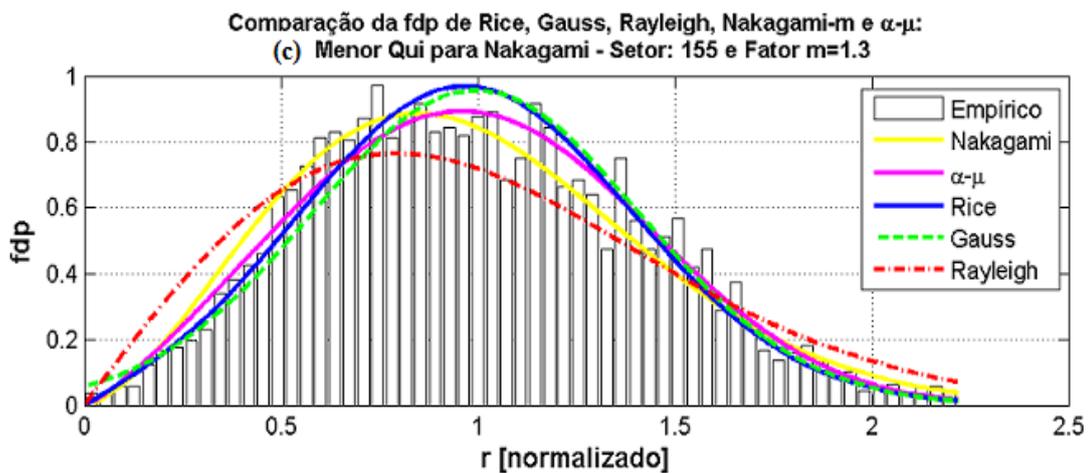


Figura 5.8 (c) – fdp Nakagami com menor QUI para Setor Suburbano – rota 1

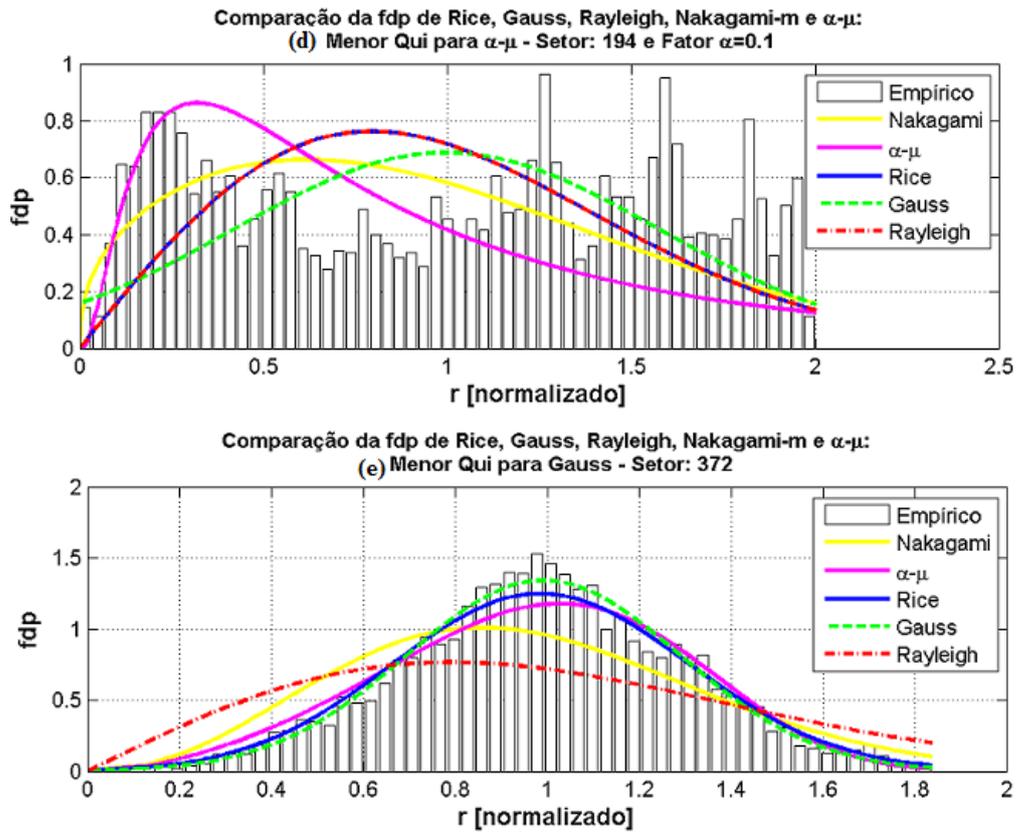


Figura 5.8 (d) e (e) – fdps Gauss e α - μ com menor QUI para setor suburbano da rota 1

A figura 5.8 (a) até (e) apresenta as melhores situações de aderência para o teste QUI, na rota 1 suburbana.

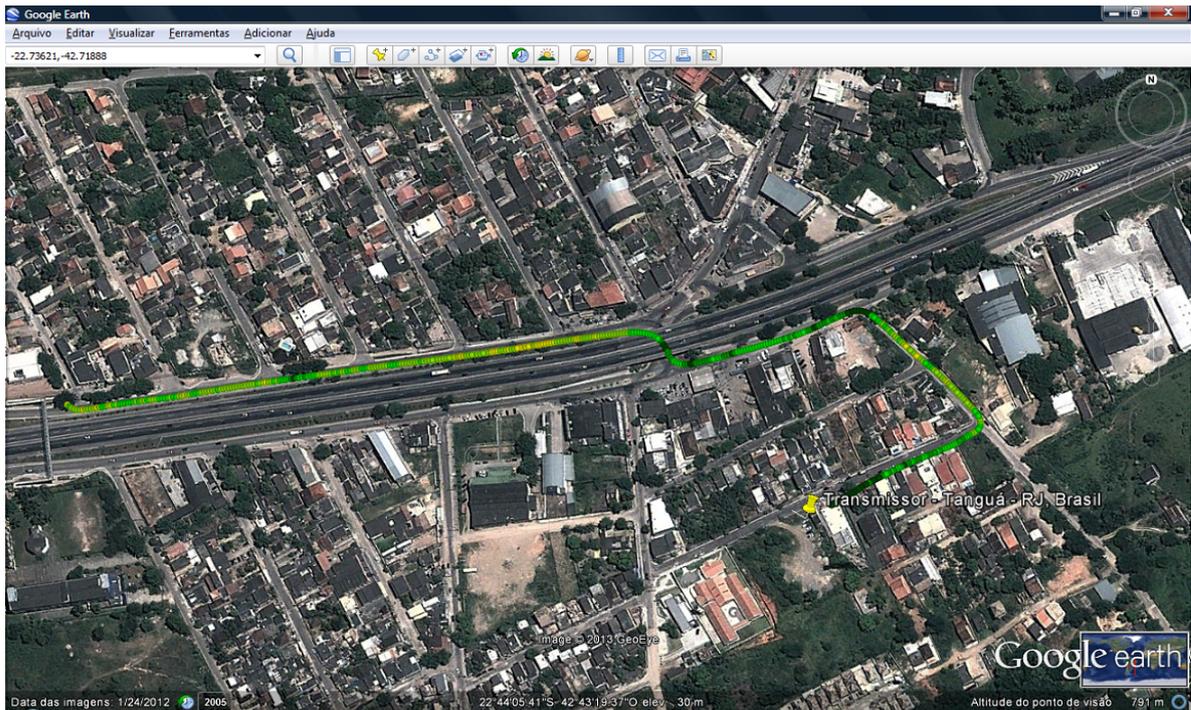


Figura 5.9 – Vista setorizada da rota 1 suburbano

As figuras 5.10 (a) até 5.10 (e) mostram as comparações das fdp e aquela que obteve o menor QUI, com as medidas obtidas na rota 11.

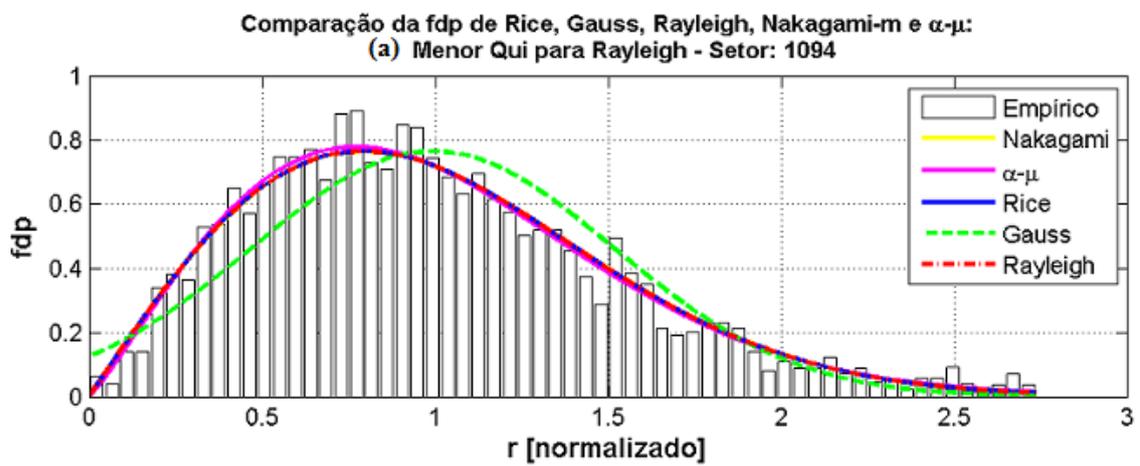


Figura 5.10 (a) – fdp Rayleigh com menor QUI para setor rural - rota 11

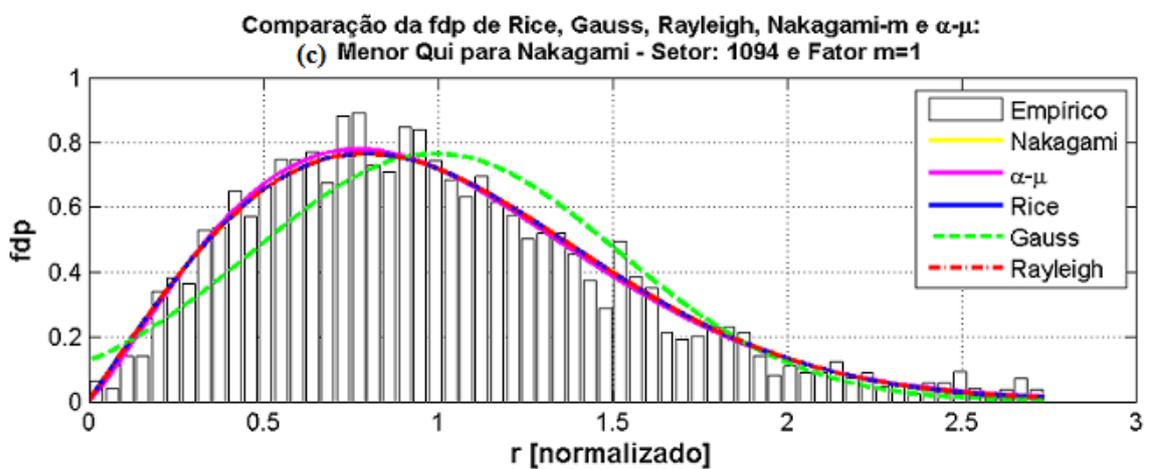
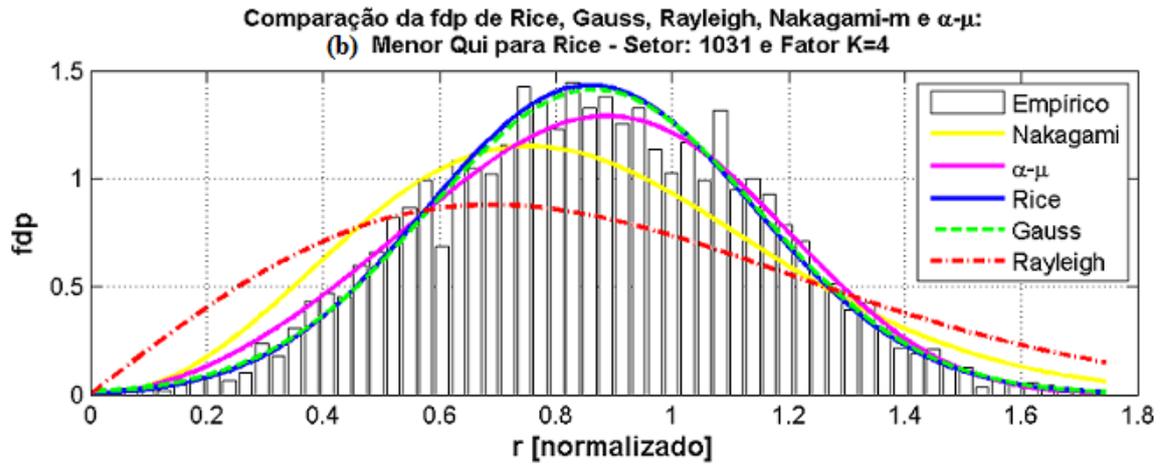


Figura 5.10 (b) e (c) – fdp Rice e Nakagami com menor QUI setor rural - rota 11

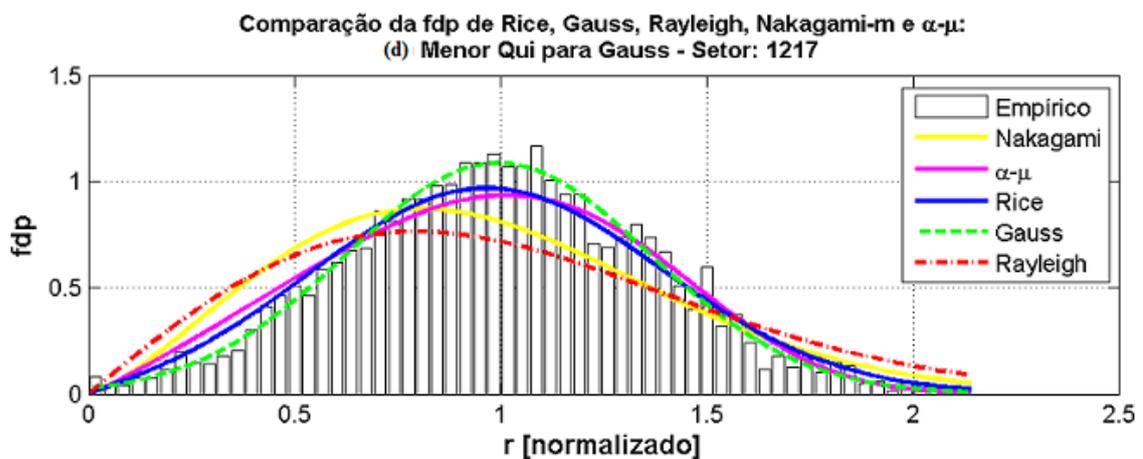


Figura 5.10 (d) – fdp Gauss com menor QUI setor Rural - rota 11

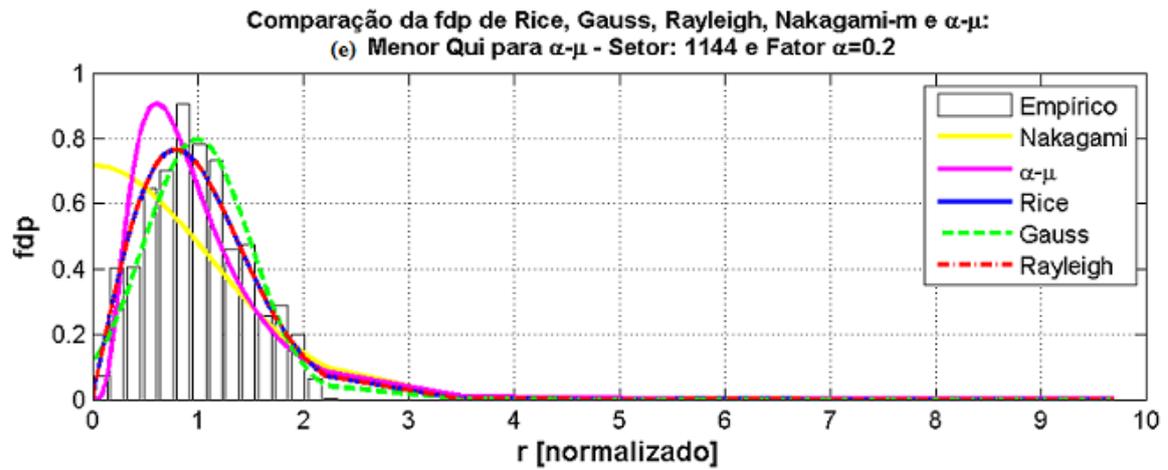


Figura 5.10 (e) – fdp α - μ com menor QUI para setor Rural - rota 11

A figura 5.11 mostra a rota 11 de tipo rural, que foi analisada com as fdp nas figuras 5.10.

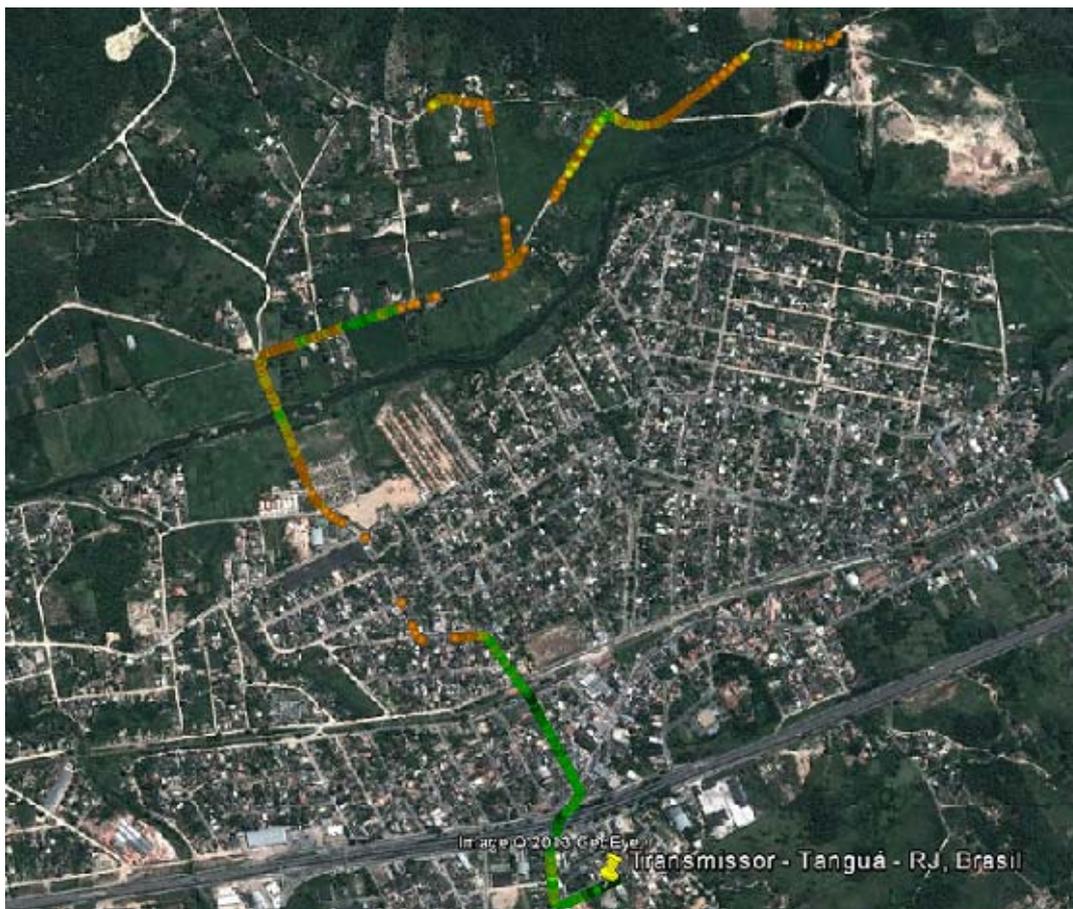


Figura 5.11 – Vista setorizada da rota 11 Suburbano - Rural

5.2.1

Taxa de cruzamento de nível e a duração média de desvanecimento

Outros dois parâmetros importantes para a caracterização de faixa estreita do canal são a taxa de cruzamento de nível (N_R) e a duração média de desvanecimento (T_R), que além de calculadas, foram comparadas com as funções teóricas conhecidas para as fdp de Rayleigh, Rice, Nakagami e α - μ , conforme foi descrito no Capítulo 3.

Graficamente é possível verificar, em cada setor de uma rota em análise, a aderência para a distribuição que mais se ajusta, comparando os resultados obtidos com as curvas estatísticas.

Temos que mencionar que as rotas e setores mostrados foram escolhidos considerando a análise para uma rota numa área suburbana, outra rural ou mista. Por exemplo, as rotas iniciais 1 até 9 têm um preponderante estilo suburbano e as rotas finais 10 e 11, que ficam mais ao fundo da região, tem características rurais. Por isso apresentamos, nesta parte do resultado, uma rota suburbana e outra rural, ficando o restante dos resultados para o apêndice C. A Figura 5.12 apresenta a tendência do parâmetro na rota 1 (suburbana).

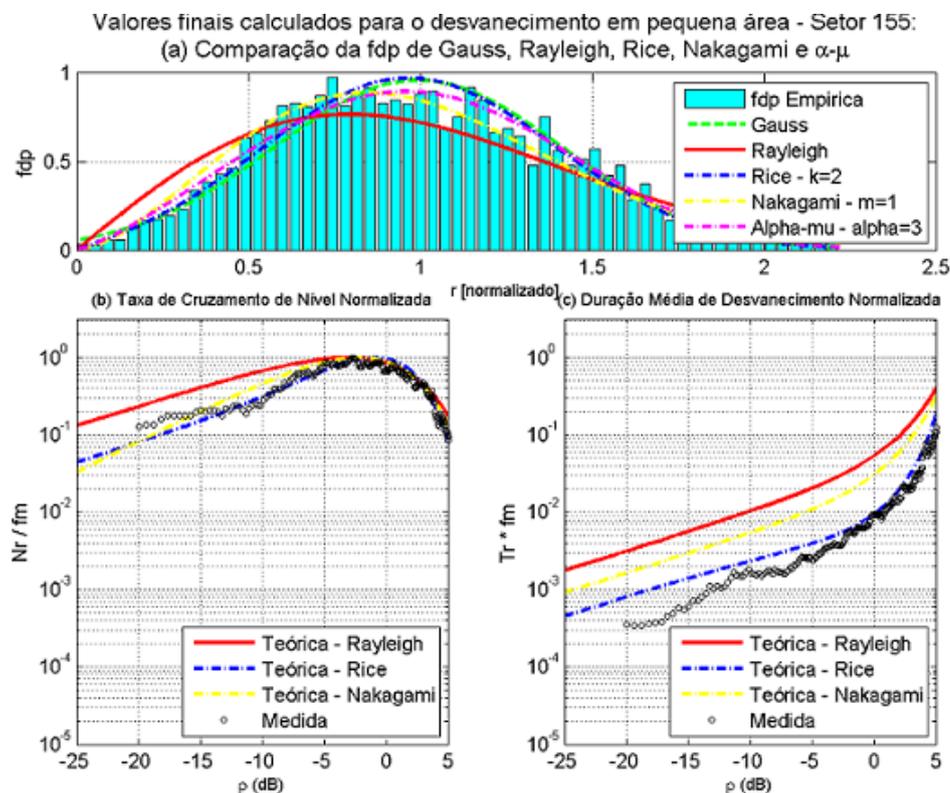


Figura 5.12 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração media setor 155 – rota 1

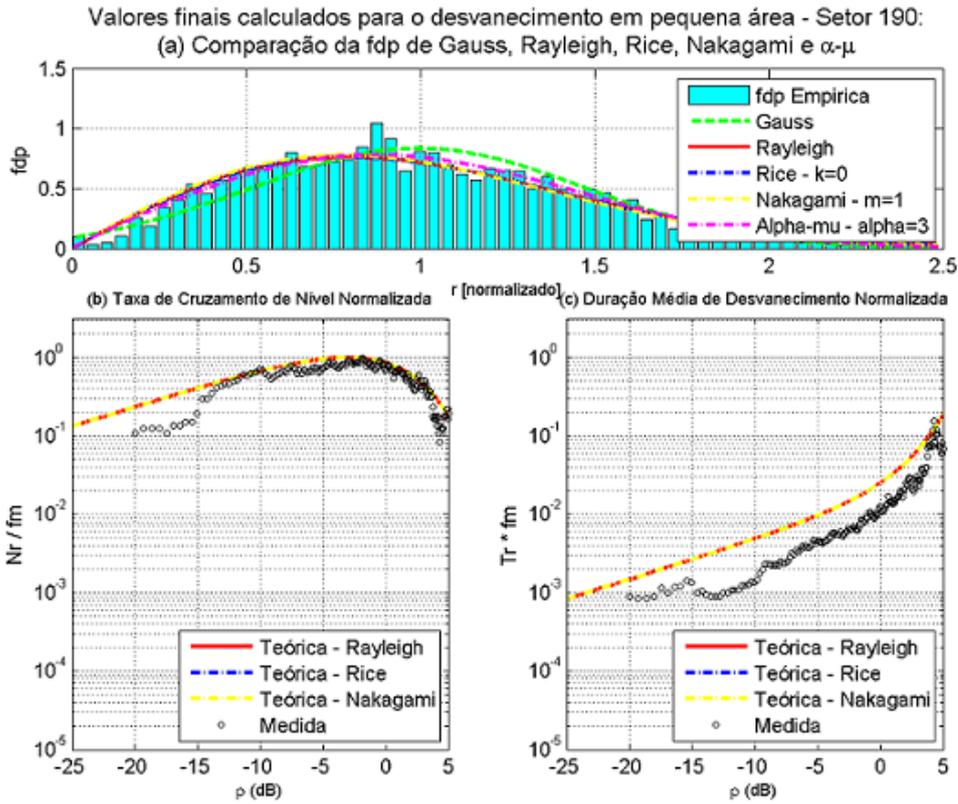


Figura 5.13 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração media setor 190 – rota 1

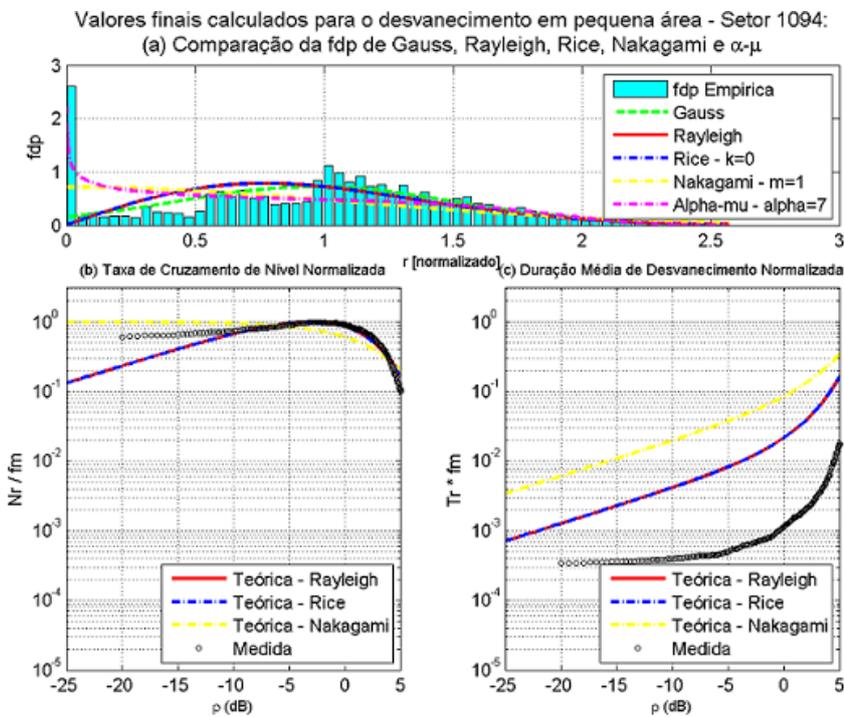


Figura 5.14 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração media setor 1094 – rota 11

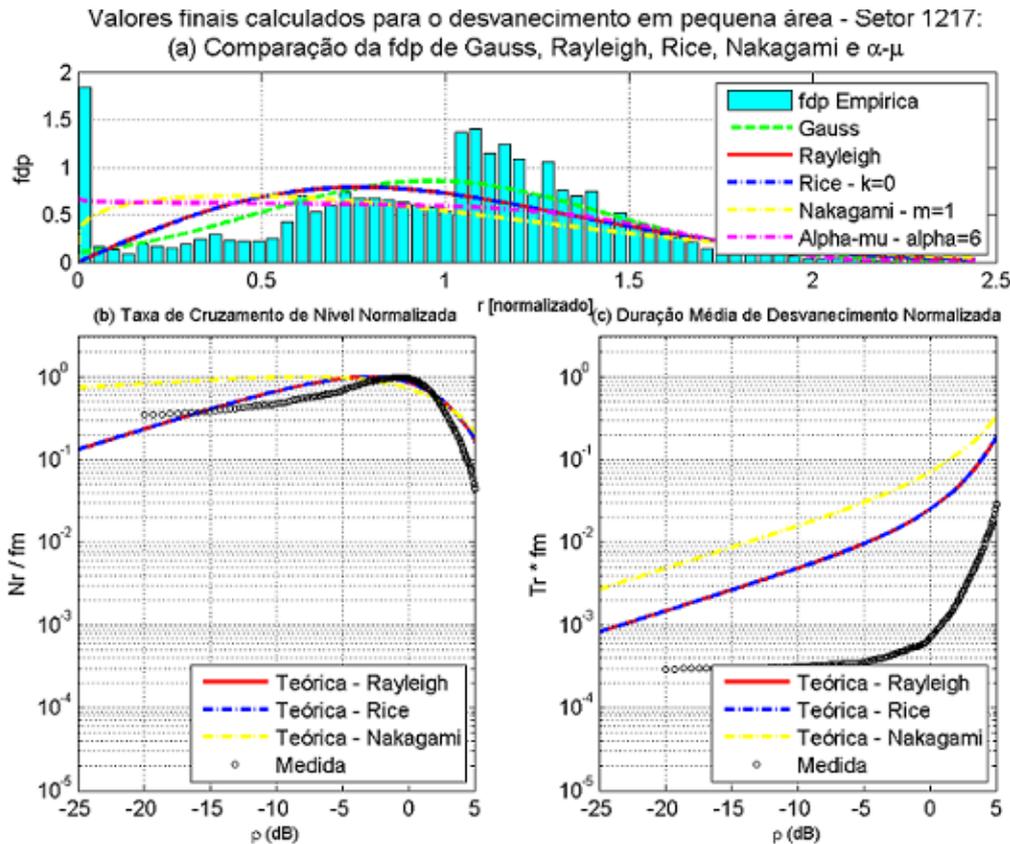


Figura 5.15 – Valores da Taxa de cruzamento e Duração media setor 1217 – rota 11

5.3

Resumo de Resultados em pequena Escala

Finalmente, podemos descrever como foi o comportamento em cada rota e as principais características:

A rota 1, iniciado em frente à rua do transmissor, teve um predomínio da distribuição α - μ . Nota-se que o nível do sinal dos setores diminui à medida que o móvel se afasta, mas entrando nos setores 117 até 125, o nível do sinal aumenta porque entramos numa rua paralela, com uma pequena visada da abertura da antena. Depois que ela atravessa por baixo do viaduto, segue em direção paralela à esquerda da antena, onde o sinal aumenta à medida em que se afasta da parede lateral que forma o viaduto, apresentando menos obstruções. A rota 2, que foi iniciada no final da rota 1, tem como característica trajetórias radiais ao transmissor e foi percorrida em idas e voltas, e também teve um predomínio da distribuição α - μ . Os trechos da rota têm níveis de sinal que vão aumentando quando o móvel se aproxima na direção da BR101, mas, também, quando o móvel

se afasta do viaduto, alguns trechos da rota 2 são formados em sentido contrário ao da rota 1. Tivemos um trecho que vai do setor 1058 até o setor 1164 sem visada direta com comportamentos de raios dominantes continuamente na maioria de setores. À medida em que o móvel vai entrando no centro da região, os níveis de sinal vão caindo não tão drasticamente, isto porque, logicamente, o móvel fica fora da zona de abertura da antena e porque também aparece um morro que cortou, drasticamente, o percurso do sinal, chegando a leituras de -65 dBm no último setor 1452 analisado. No percurso de volta, entretanto, na próxima rua paralela, o setor 2269 que fica quase na mesma reta transversal também inicia com um nível de sinal aceitável em -66.14 dBm. Na rota 3, também suburbana, a uns 600 m da antena dentro da cidade, o móvel inicia o percurso no final da rota 2, quase em frente à direção da antena, obviamente sem visibilidade. Inicia na direção paralela à antena onde a potência aumenta à medida que entra num trecho quase radial da antena, e continua assim até entrar na BR101. Nesta rota também predomina a distribuição (α - μ) com um valor do teste QUI de 0.38 e -55 dBm de potência média. A rota 4, se localiza bem mais dentro da cidade até chegar a uns 1000 m de distância do transmissor. Apresentou setores bem dispersos, mas o comportamento da taxa de cruzamento de nível e a duração média do desvanecimento ficou bem ajustado com as curvas teóricas de Rayleigh. Na rota 5, nos setores 130 até 200, os níveis de potência foram altos comparados com o resto dos setores, com uma média de -35 dBm; o setor 142 teve o nível de potência melhor que todos nessa rota 4, com -25.48 dBm devido a um trecho de alto relevo (morro). A rota 5 teve melhor desempenho com a distribuição Nakagami. Para rota 6, também uma rota suburbana com trechos radiais à direção da antena, os setores em análise a uma distância entre 600 m e 800 m. tiveram bom ajuste às distribuições teóricas, mais especificamente, Gauss. A rota 7, localizado, na parte suburbana, só teve como resultado, depois da filtragem, um único setor com -67.50 dBm de potência média. A rota 8 não teve nível de sinal aceitável de acordo a filtragem feita. A rota 9, é uma rota que contorna um morro, consequentemente os setores atrás do morro foram filtrados ficando aqueles que tinham certa visibilidade no feixe da antena no contorno da frente do morro e na subida do morro, na parte alta. Esta rota teve melhor desempenho no teste QUI para o setor 383. A rota 10, é a penúltima rota com características suburbana - rural, como já tinha se descrito. Inicia-se o trajeto a uns 200 m do transmissor, se

afastando dele e chegando a ficar até perto de 1800 m , numa área rural, quase bem próxima da característica gaussiana. A parte rural se inicia a partir do setor 1047. A rota 11, com 1267 setores sob análise, é predominantemente rural, mas o trajeto se inicia na parte suburbana do centro da cidade afastando-se da antena transmissora até os 1800 m de distância aproximadamente. O melhor teste QUI foi para a distribuição Gaussiana para o setor 1217, onde o comportamento da taxa de cruzamento de nível e a duração média de desvanecimento estão de acordo com as funções teóricas.

5.4

Análise da Variabilidade de Larga Escala do Sinal

A análise da variação de larga escala do sinal é realizada após a separação do efeito do desvanecimento de larga escala da dependência com a distância. Neste caso, segundo Bertoni [87], a metodologia usada para realizar esta separação, consiste em desenhar a potência média (P) em uma pequena área ou setor, versus a distância radial R , em uma escala logarítmica. Então, uma linha reta pode ser ajustada aos dados plotados desta potência média, utilizando o método dos mínimos quadrados. A equação da reta representa a dependência com a distância, sendo dada em escala logarítmica da seguinte forma:

$$P_R (dB) = 10 \log P_T + 10 \log A - n \log R \quad (5.1)$$

ou, em unidades lineares, $P_R = P_T / R^n$, onde P_T é a potência de transmissão, n é o índice de inclinação e A é o valor da atenuação em $R=1$.

A equação da reta dada por 5.1 representa a dependência média do sinal com a distância, enquanto que o sombreamento ou desvanecimento de larga escala corresponde à diferença entre a média da pequena área ou setor e a dependência média do sinal com a distância.

No cálculo da média da pequena área ou setor, selecionam-se tamanhos de setores de 40λ , garantindo estacionariedade no sentido amplo do sinal, ou seja, média e desvio padrão constantes.

Nas figuras 5.16 até 5.23 são exibidas as retas que representam a dependência do sinal com a distância, através da curva de melhor ajuste e do fator de atenuação (n), para as rotas suburbanas 1 e 2 e para as rotas 10 e 11 mista e rural, calculados com base no procedimento apresentado pelas referências [85,86]. Vale observar que o nível de sinal medido está 33 dB acima do nível capturado pela antena, uma vez que um LNA (*Low noise Amplifier*) foi empregado na recepção.

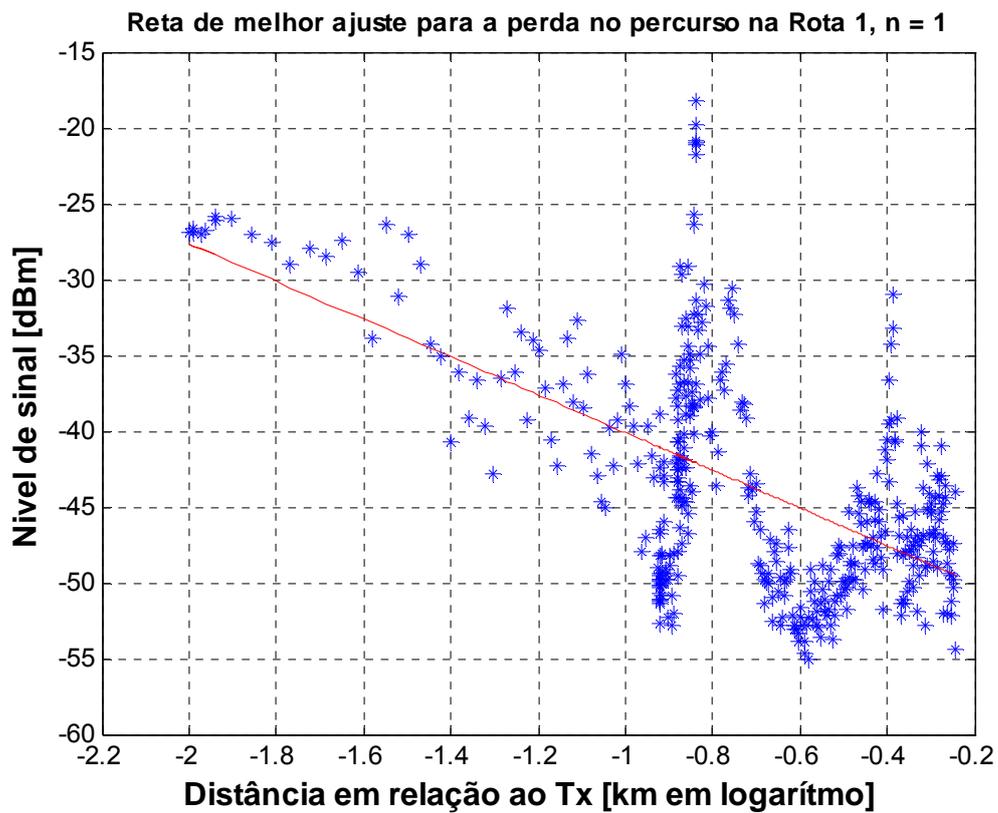


Figura 5.16 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 1

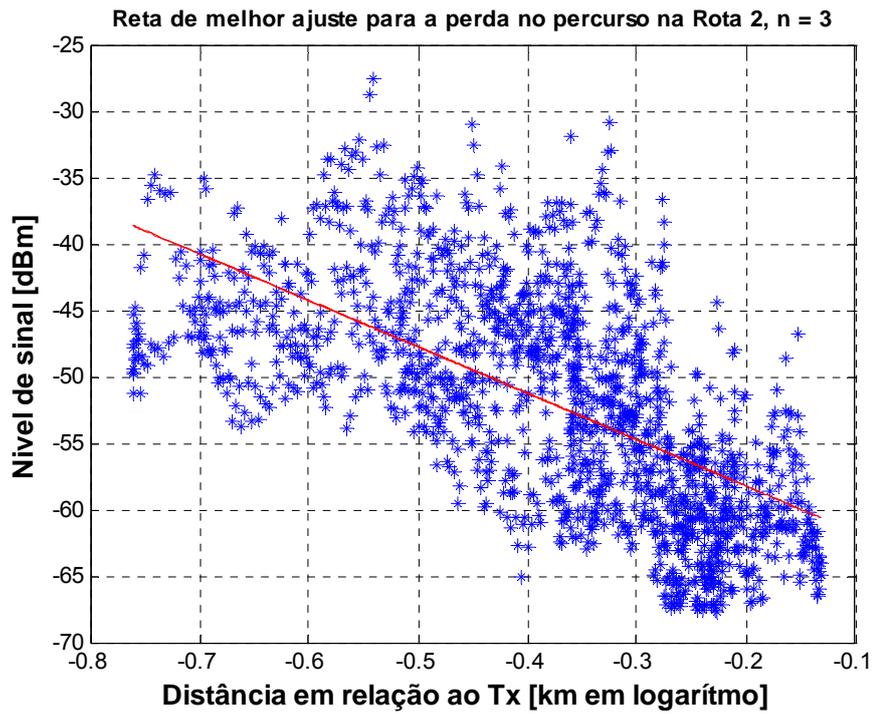


Figura 5.17 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 2

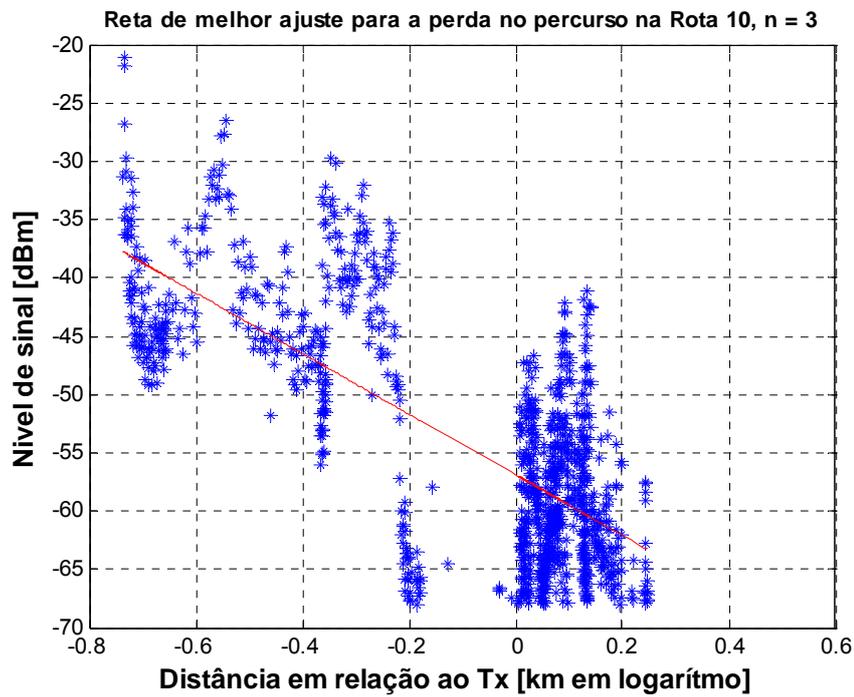


Figura 5.18 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 10

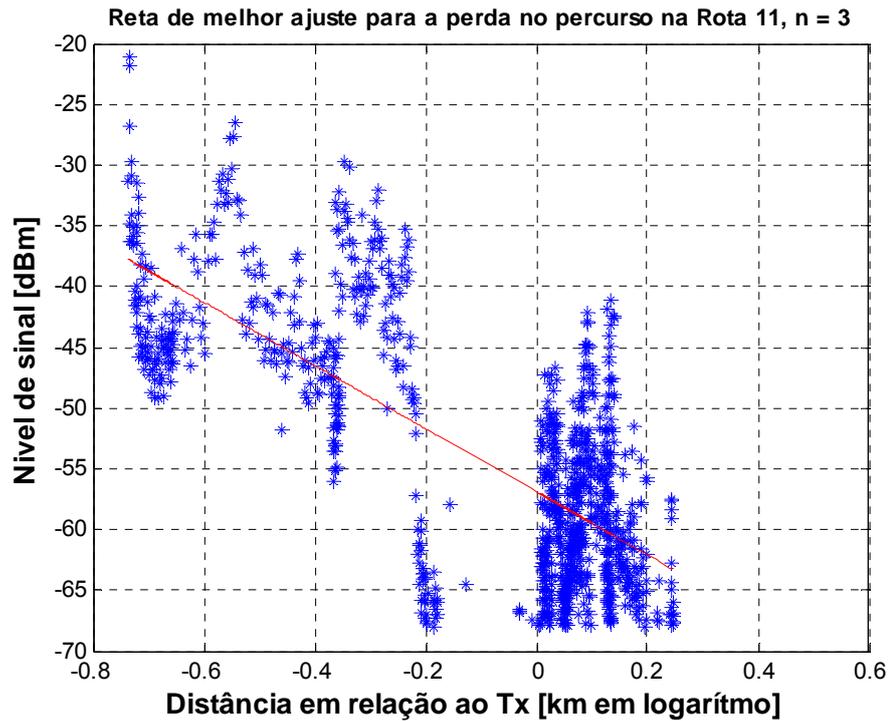


Figura 5.19 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para a rota 11

Para ter um melhor detalhe da análise, são apresentados alguns trechos das rotas 2, 10 e 11, visualizando os trechos que mostram a perda com a distância, quando o móvel se afasta em direção radial ao transmissor, conforme as figuras 5.20 até 5.23. Na figura 5.22 ocorre o crescimento do sinal com a distância porque nesse trecho medido existe um desnível do terreno que fez que o nível do sinal aumentasse quando o móvel ficou quase da altura do receptor.

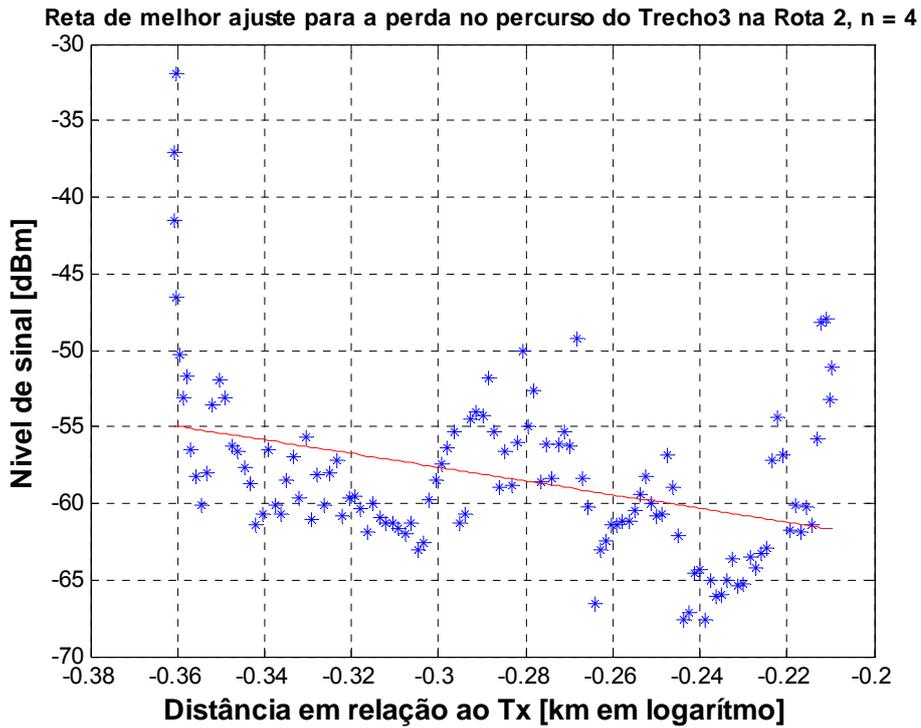


Figura 5.20 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 3 na rota 2

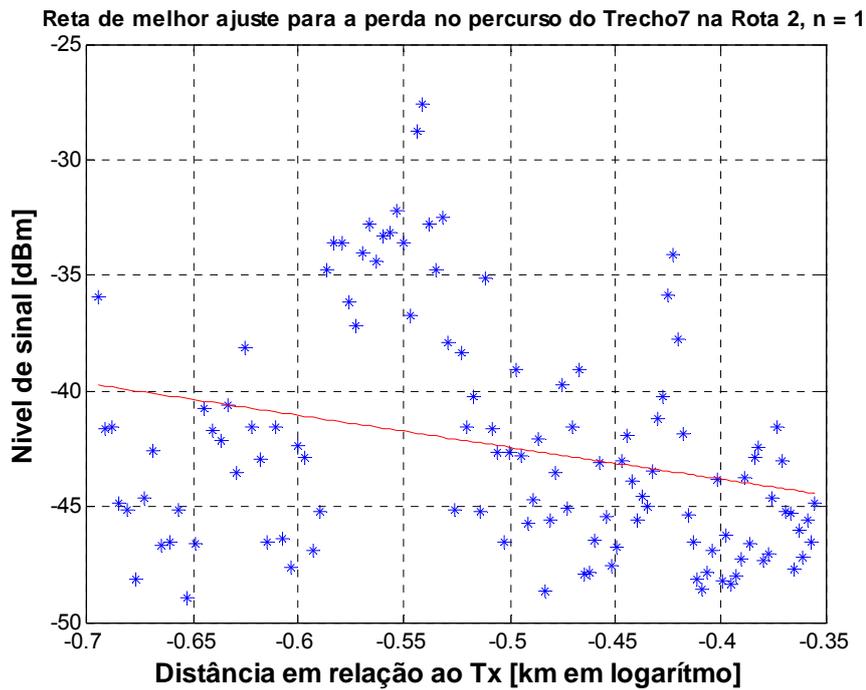


Figura 5.21 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 7 na rota 2

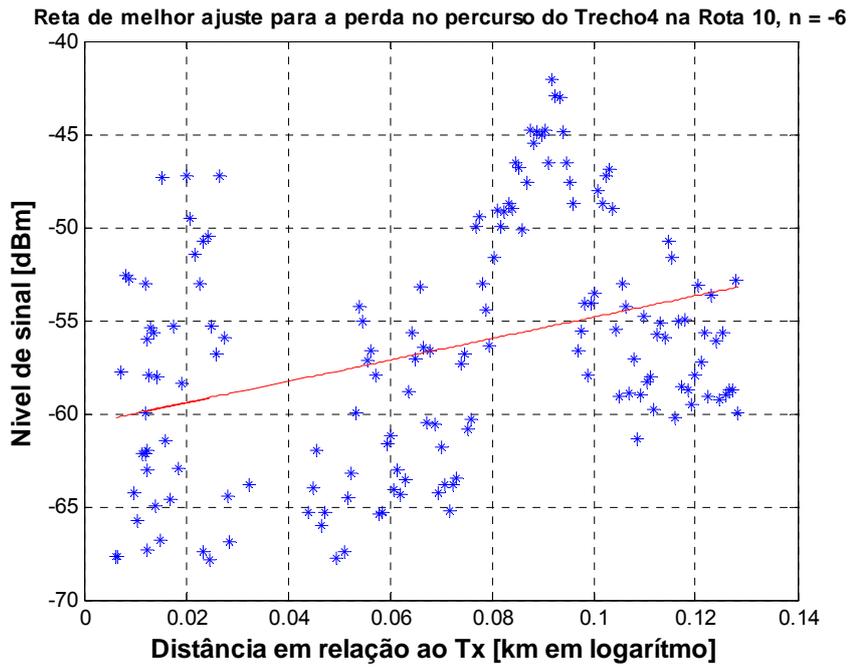


Figura 5.22 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 4 na rota 10

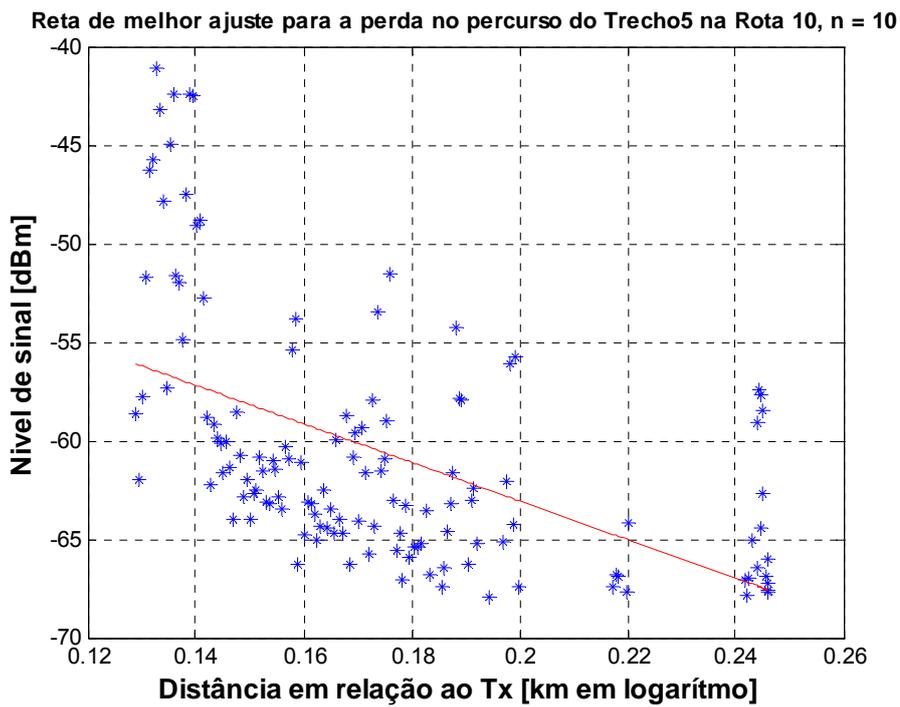


Figura 5.23 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 5 na rota 10

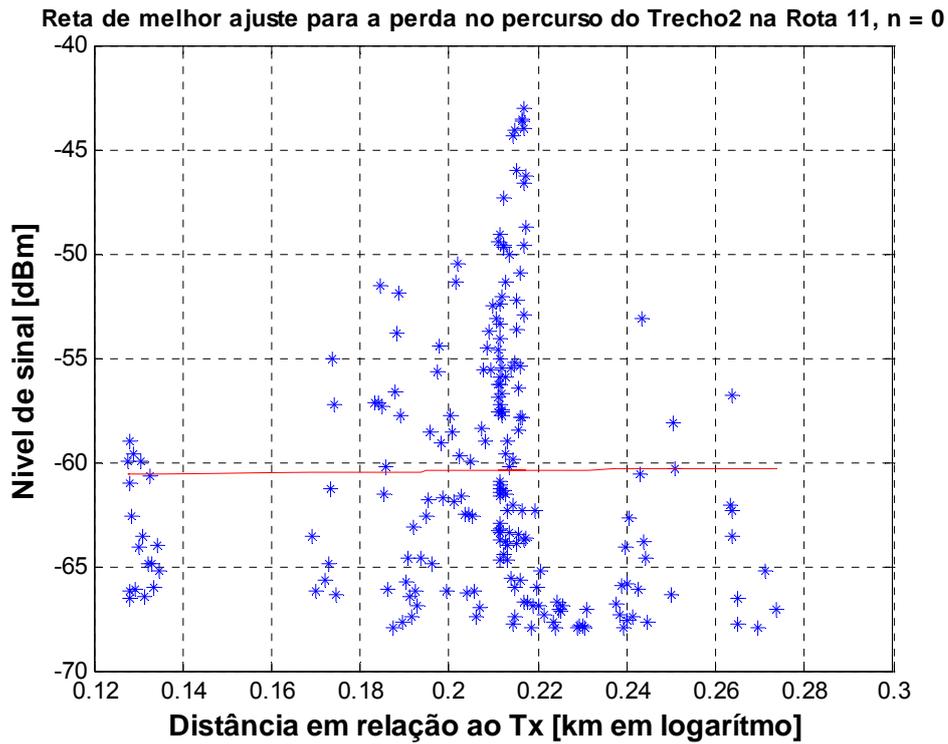
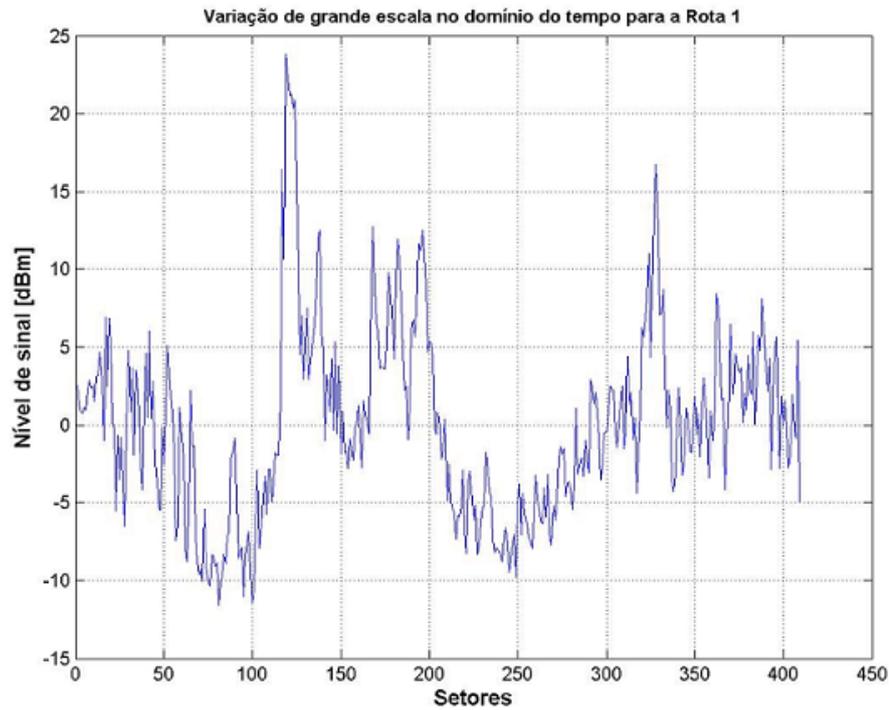


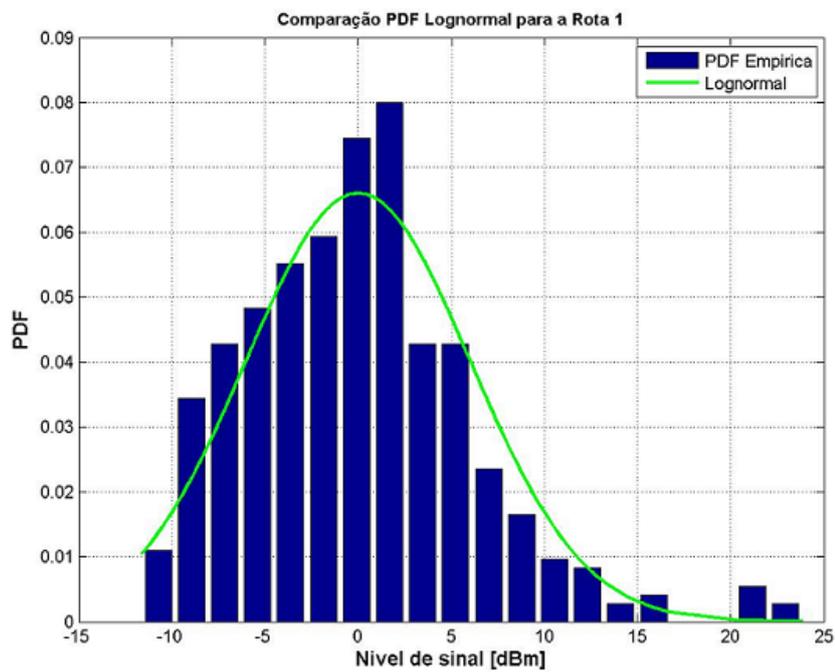
Figura 5.24 – Reta de melhor ajuste e fator de atenuação para o trecho 2 na rota 11

Após determinada a reta de melhor ajuste para cada rota, foi calculada a diferença entre a média da pequena área ou setor e a dependência média do sinal com a distância. Por último, a estatística do desvanecimento em larga escala foi determinada para o sinal medido, sendo calculada, também, a fdp equivalente como mostra a figura 5.25 para a rota 1.

A tabela 5.5 fornece os resultados do teste QUI para os ajustes da lognormal à estatística de larga escala.



(a) Variação lenta do sinal na rota 1



(b) Histograma dos dados empíricos e fdp de Gauss

Figura 5.25 – Ajuste do desvanecimento lento na rota 1

Tabela 5.5 – Características das rotas sondadas, valores finais do teste χ^2 e coeficiente de perda do percurso (n)

Rotas	Visibilidade	Valor do teste χ^2	Passou no teste χ^2	Fator de atenuação (n)
Rota1	LOS/NLOS	0.385200862083852	Sim	1
Rota2	LOS/NLOS	0.090763291984410	Sim	3
Rota3	LOS/NLOS	0.084073266836251	Sim	2
Rota4	LOS/NLOS	0.249122684278679	Sim	3
Rota5	LOS/NLOS	0.101911040520227	Sim	4
Rota6	LOS/NLOS	0.157463404134067	Sim	0
Rota7	NLOS	NA	Não	NA
Rota8	NLOS	NA	Não	NA
Rota9	LOS/NLOS	0.050688315615350	Sim	6
Rota10	LOS/NLOS	0.065050073352210	Sim	3
Rota11	LOS/NLOS	0.065050073352210	Sim	3

5.5

Resumo de Resultados de Larga Escala

Para poder se apreciar algumas características, se fez a análise da rota completa e de alguns trechos das rotas. Apresentamos as rota 1 e 2 de característica suburbana e as rotas 10 e 11 de característica rural:

A rota 1, segundo a figura 5.16 apresenta um fator de atenuação $n = 1$, observando-se a queda com a distância, mas também aumento do sinal por um pequeno trecho. A rota 2, na figura 5.17, apresenta um fator de atenuação $n = 3$. A rota 10 na Figura 5.18, que tem um trajeto afastando-se do transmissor, apresenta um fator de atenuação $n = 3$, mas com pontos onde se observa que existe aumento do nível do sinal, isto porque no caminho apresenta elevações de nível de terreno (morro), com maior visibilidade à antena transmissora. A rota 11 da Figura 5.19, também apresenta um fator de atenuação $n = 3$, o percurso é de retorno e, na parte rural, onde o sinal diminui provavelmente por causa da vegetação de pequenas árvores no percurso. Na rota 2 analisamos um trecho que é radial ao transmissor e, nas Figuras 5.20 e 5.21, podemos observar que muito apesar do móvel ficar se afastando, está entrando na zona de feixe da antena, e o fator de atenuação $n = 4$ para um trecho e $n = 1$ para outro trecho, fornece para a rota o fator de atenuação médio $n = 3$. Na rota 11, outro trecho analisado na parte

mais rural, pode se observar na Figura 5.24 um fator de atenuação $n \approx 0$, diferente da análise da rota completa onde $n = 3$. Na rota 10 da Figura 5.22 achamos um trecho onde o valor de $n = -6$, porque apesar de estar se afastando do transmissor aqui também encontram-se elevações de terreno, onde o nível de sinal medido foi relativamente alto. Finalmente, na Figura 5.25, observa-se o ajuste do desvanecimento lento na rota 1.

A análise e demais figuras encontram-se no apêndice C.

5.6

Comparação das Medidas com alguns Modelos de cobertura

O modelo de predição ponto a ponto é uma ferramenta básica para geração do mapa de cobertura do sinal e da área de interferência, mapa de ocorrência de *handoff* ou para a configuração do sistema ótimo. Considerando terrenos quase planos segundo [87], compara-se as medições feitas com os modelos: Cost231-Hata, SUI, Modelo UFPA[89], Hata modificado até 6 GHz, para determinar qual deles apresenta a melhor aderência. As figuras 5.26 até figura 5.31 mostram os ajustes de cobertura do sinal de algumas rotas suburbanas e rural: rota1, rota2, e rota10.

Na figura 5.26 pode se observar que a rota1 que fica no centro da região e tem aderência ao modelo UFPA, já na figura 5.27 as medidas se aproximam tanto ao modelo UFPA como ao modelo SUI, e as figuras 5.28 e 5.29, relativas à rota 10 e rota 11 do tipo suburbana-rural e rural, respectivamente, observa-se que o modelo UFPA tem aderência com as medidas.

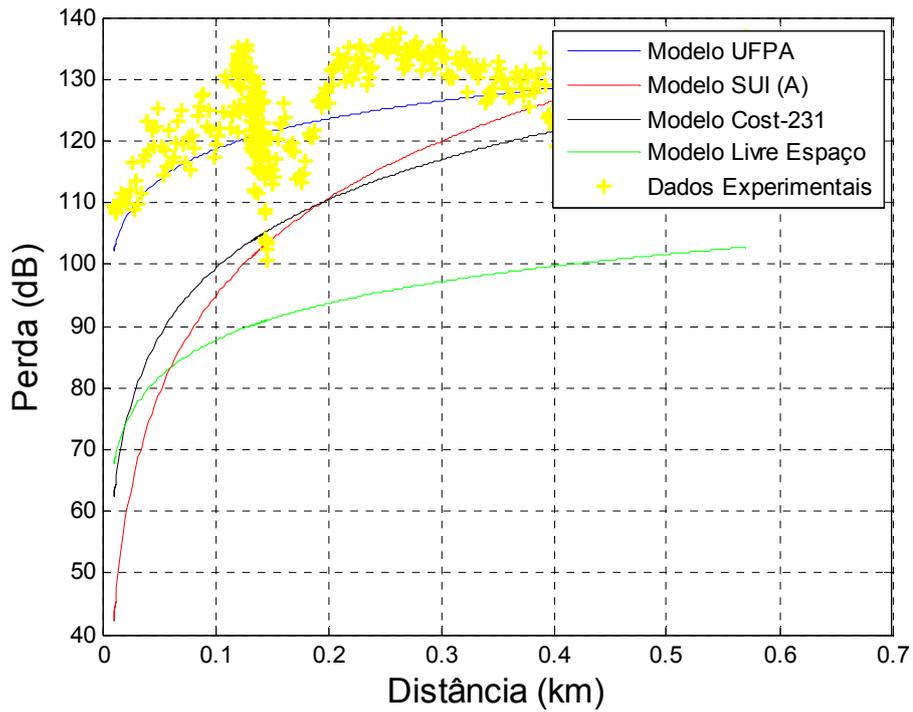


Figura 5.26 – Perda com a distância na rota 1 Suburbano

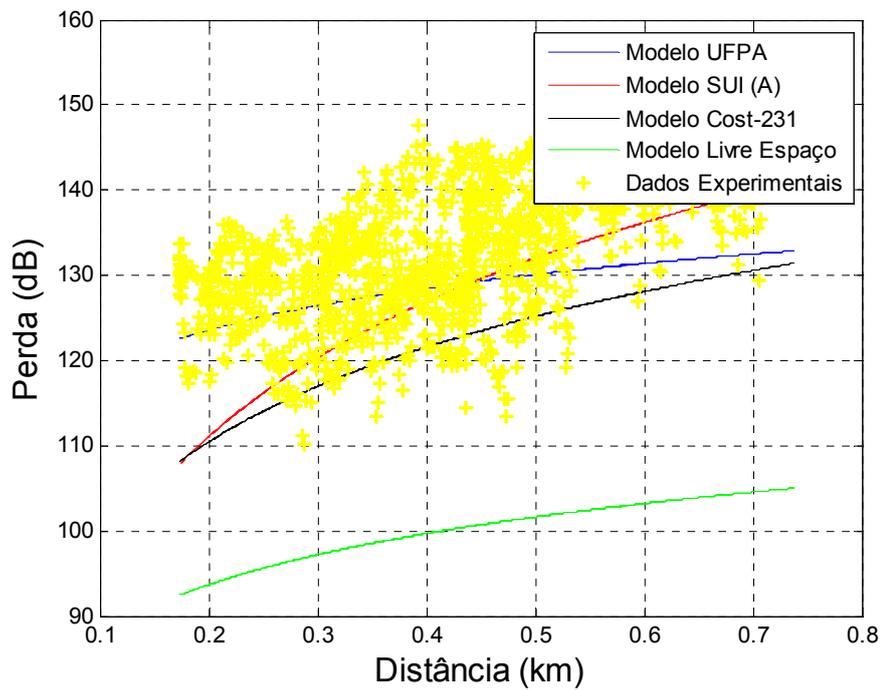


Figura 5.27 – Perda com a distância na rota 2 Suburbano

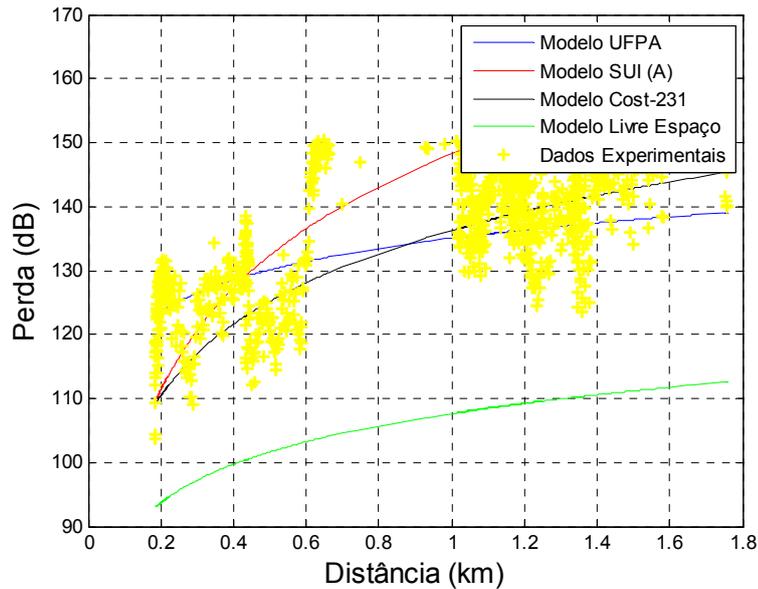


Figura 5.28 – Perda com a Distância na rota 10 rural

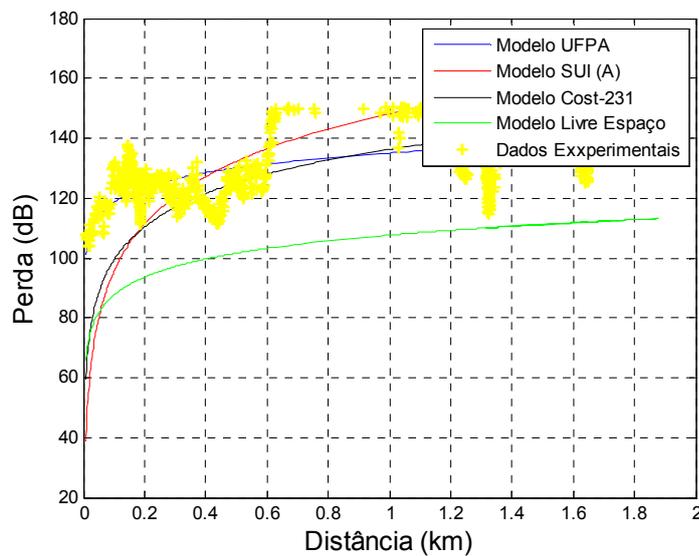


Figura 5.29 – Perda com a distância na rota 11 rural

Pode se observar que existe uma maior aderência do modelo Hata estendido para 6 GHz [88], nas áreas suburbanas. Para uma avaliação melhor, calculamos os parâmetros de erro médio, desvio padrão e erro RMS, como se apresenta nas tabelas 5.6 e 5.7 para as rotas 1e 2, respectivamente e tabelas 5.8 e 5.9 para rotas, 10 e 11 suburbano-rural e rural, respectivamente.

Tabela 5.6 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 1 suburbano

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	2.875177	6.21131	6.844488
SUI	16.81417	15.7206	23.01855
Cost231-Hata	16.58089	10.72828	19.74897

Tabela 5.7 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 2 suburbano

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	5.625049	7.04849	9.017892
SUI	6.570506	6.999725	9.600401
Cost231-Hata	12.18733	6.465081	13.79595

Tabela 5.8 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 10 rural

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	3.426906	7.282872	8.048846
SUI	-6.30965	10.10149	11.91015
Cost231-Hata	4.101985	7.452265	8.506617

Tabela 5.9 – Comparação de Parâmetros entre os Modelos de Cobertura para rota 11 rural

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	2.640861	7.968503	8.394712
SUI	-6.95329	16.58297	17.98175
Cost231-Hata	30.38433	7.917234	31.39889

5.7

Procedimentos para Análise em Faixa Larga

5.7.1

Aquisição de dados

Nessa etapa das medições, assim como feito na campanha de faixa estreita, o método de aquisição dos dados foi diferente. Aqui foi usado o equipamento *Signature* que, com ajuda do *software* Matlab e com um código apropriado, permitiu a aquisição programada em períodos de tempo:

Antes da aquisição no receptor móvel, o lado transmissor enviou um código OFDM gerado em código matlab e convertido para o código do MG3700A, assim como mostrado na Figura 5.30.

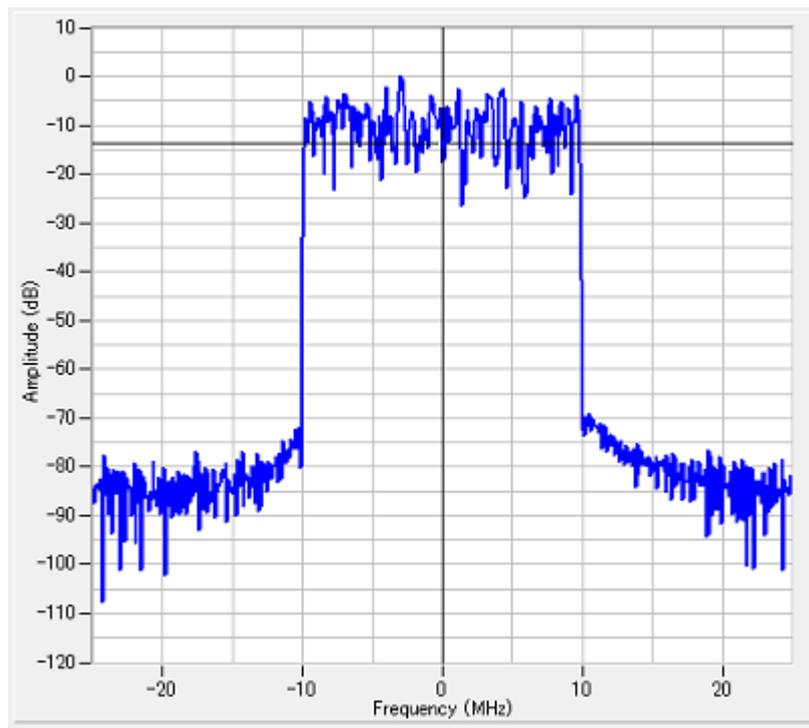


Figura 5.30 – Sinal OFDM gerado no Matlab e enviado ao gerador MG3700A.

Antes de percorrer uma rota se faz um cálculo aproximado do tempo que pode demorar o percurso, sem ligar o receptor. Com o passo anterior se conhece o tempo aproximado que precisamos para cada rota e alimentamos a entrada do código com o tempo total em segundos. O passo anterior evita, terminando o

percurso, que o código continue aquisitando com o móvel parado, assim o código pára de adquirir e o móvel espera um período de tempo quase igual para salvar os dados coletados enquanto nos deslocamos para a próxima rota a ser medida. Paralelamente, antes de iniciar a rodar o programa, com o GPS Garmin conectado ao porto USB do *signature*, abrimos o *software GPS TrackMaker*, que é uma ferramenta que ajuda na aquisição das posições percorridas. Antes de iniciar o GPS, realiza-se uma configuração para ter uma aquisição em tempo real com o horário do sistema operacional do *Signature*, de forma a alinhar os relógios interno de ambos os equipamentos. Assim, teremos quase no mesmo horário, os pontos de latitude e longitude do GPS com o horário dos níveis de potência aquisitados. Os dados salvos numa pasta do HD do *Signature* estão prontos para o pré-processamento. Com ajuda dos códigos Matlab, o pré-processamento se inicia interpolando os dados do GPS e montando outro arquivo onde juntamos a latitude, a longitude e o nível de potência. Outros dados usados para a campanha de medições foram os arquivos de entrada I.txt e Q.txt, que foram utilizados para gerar o sinal que foi enviado pelo transmissor e que serviram como dados de entrada para o pré-processamento, junto com o arquivo do GPS. Tendo todos os arquivos arrumados, utiliza se os códigos *Processa Dados Signature.m*, *Correlação.m*, *Synchromed.m*, para obter os arquivos de saída: *Resultado.txt*, *Perfis sem Ruído*, *O Sinal Recebido*, *Função de Transferência H*. Com o código correlação podemos analisar cada perfil sem ruído e obter os parâmetros τ e σ_τ . Para limpeza do sinal usamos a técnica WDEN (*Wavelet Denoising*), que foi escolhida baseada em trabalhos anteriores na UFF [90] e PUC [92].

5.7.2

Técnica de Limpeza WDEN (*Wavelet Denoising*)

A segunda técnica trabalha com a supressão de ruído, baseada na decomposição por *wavelets* e fornece, como resultado, uma limpeza dos perfis de retardos. Como no atual trabalho dispõe-se das componentes em fase e quadratura do sinal recebido opera-se, nesta segunda técnica, independentemente sobre as duas componentes I e Q. Neste caso a técnica de *wavelets* é conhecida como 2D (bidimensional), operando sobre as amplitudes e fases do perfil de potência.

Conforme os resultados obtidos por Dias [92], a mesma se aplica muito bem e seu melhor desempenho se dá quando se trabalha com:

1. o sinal na forma linearizada, não em dBm;
2. o máximo de níveis de decomposição das *wavelets*;
3. a decomposição ortogonal das *wavelets*;
4. o esquema universal de estabelecimento de limiar;

Dentre as funções *wavelet*, as do tipo *symlet8* mostraram excelente adaptação aos sinais de perfis de potência de retardos e, portanto, foram as escolhidas para o tratamento de ruído dos perfis. De posse das condições acima e da função **wden**, encontrada no MATLAB [Apêndice], responsável pela supressão de ruído (*denoising*), foi possível calcular cada perfil complexo limpo do ruído. O que se observa nesta técnica é que se obtém uma parte do perfil que apresenta valores muito baixos de sinal que, na verdade, se acham a nível de ruído. Neste caso, um limiar de ruído também pode ser estabelecido, de forma a se aplicar a técnica mais realisticamente.

Estando os perfis de potência de retardo limpos, os parâmetros de dispersão temporal (delay spread e banda de coerência) puderam ser determinados. Foi utilizado o arquivo *Resultado* para gerar os gráficos de perda com a distância e fazer a comparação das medições faixa larga com alguns modelos de cobertura.

5.7.3

Descrições das Rotas da Campanha de Medições Faixa Larga

De forma semelhante à campanha de faixa estreita, se tem a Tabela 5.10 com as rotas medidas e seus nomes.

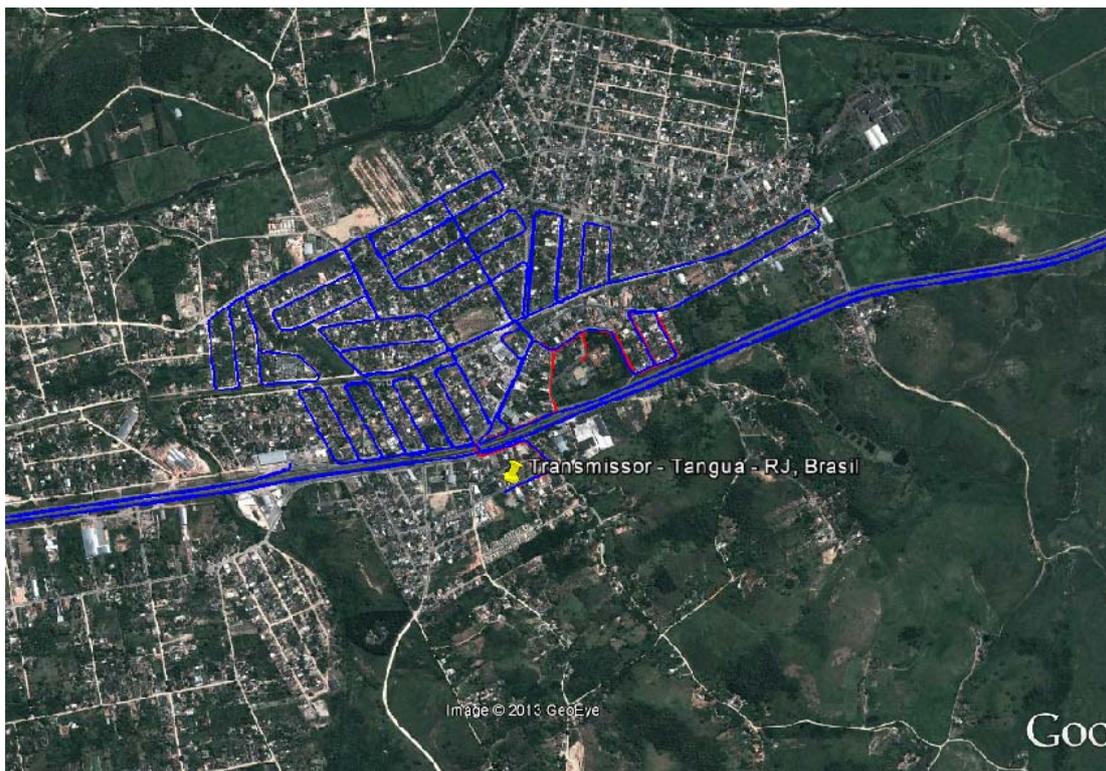


Figura 5.31 – Rota completa percorrida nas campanhas de medição Faixa Larga.

A Tabela 5.11 apresenta o número de perfis por Rota e o tipo de terreno:

Tabela 5.11 – Número de pontos aquisitados válidos por rota

Rotas	Número de perfis X Rota	Tipo de Terreno
Rota1	693	Suburbano
Rota2	312	Suburbano
Rota3	112	Suburbano
Rota4	440	Suburbano
Rota5	252	Suburbano
Rota6	240	Suburbano
Rota7	142	Suburbano
Rota8	337	Suburbano

Nas figuras 5.32 e 5.33 são amostrados os perfis limpos com a técnica WDEN das rotas 1 e 2, foi escolhido o perfil N = 100 e N = 200 para cada caso, respectivamente. Observa-se, nestas figuras, o patamar de ruído adotado seguindo o esquema universal de estabelecimento de limiar e os multipercursos válidos:

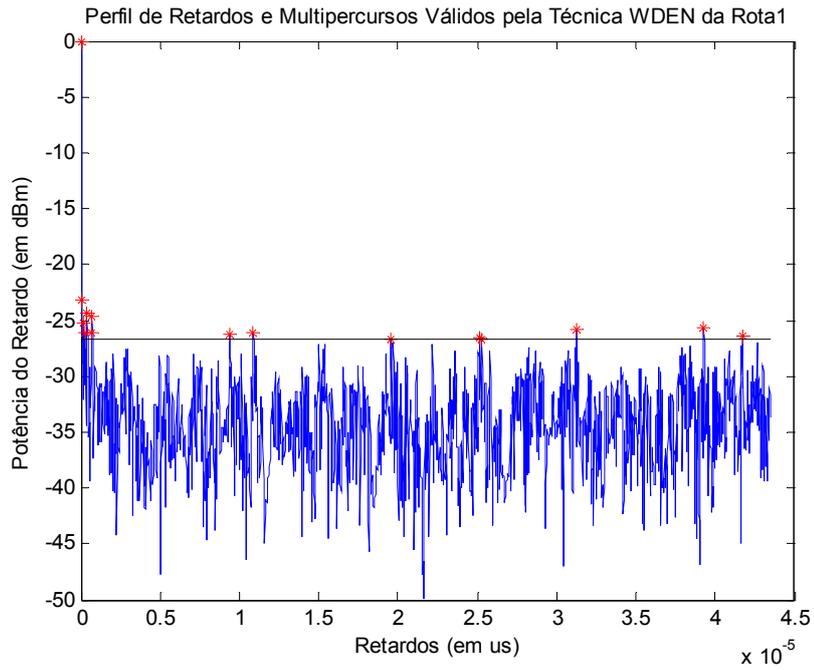


Figura 5.32 – Perfil de Retardo N = 100 limpo da rota 1

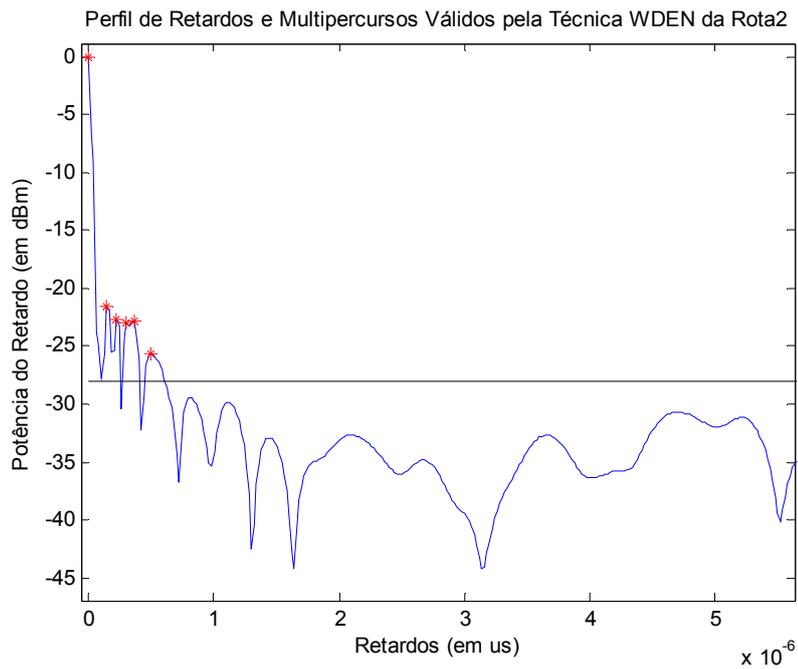


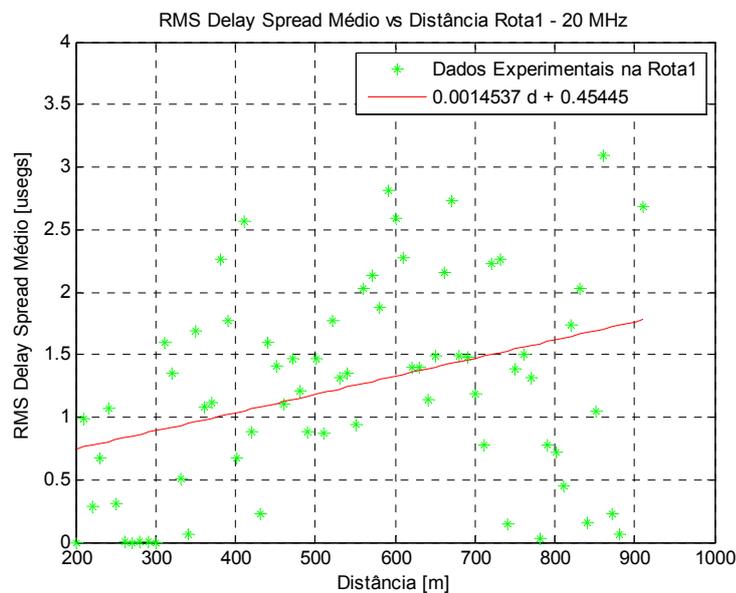
Figura 5.33 – Perfil de Retardo N = 100 limpo da rota 2

A tabela 5.12 apresenta uma média dos parâmetros de retardo médio e *delay spread* para todas as rotas:

Tabela 5.12 – Valores do Tau e Tau_RMS das rotas

Rotas	TAU_MÉDIO [μseg]	TAU_RMS [μseg]	Visibilidade
Rota1	0.0924	1.3842	LOS/NLOS
Rota2	0.0673	0.8025	LOS/NLOS
Rota3	0.0394	0.3469	LOS/NLOS
Rota4	0.0591	0.8472	LOS/NLOS
Rota5	0.0949	1.1558	LOS/NLOS
Rota6	0.0869	1.1977	LOS/NLOS
Rota7	0.0780	0.7516	LOS/NLOS
Rota8	0.0517	0.7519	LOS/NLOS

Como se observa na figura 5.34, existe uma grande variação do *delay spread* para os perfis da rota 1. Isto leva a concluir que não se tem WSSUS (estacionariedade no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados) ao longo de toda rota e o correto é, então, dividir esta rota em pequenos trechos, onde se pode considerar a estacionariedade por trecho, sendo definido por um único *delay spread*, através de um perfil médio que se calcula para cada trecho.

Figura 5.34 – Variação do *delay spread* ao longo da rota 1

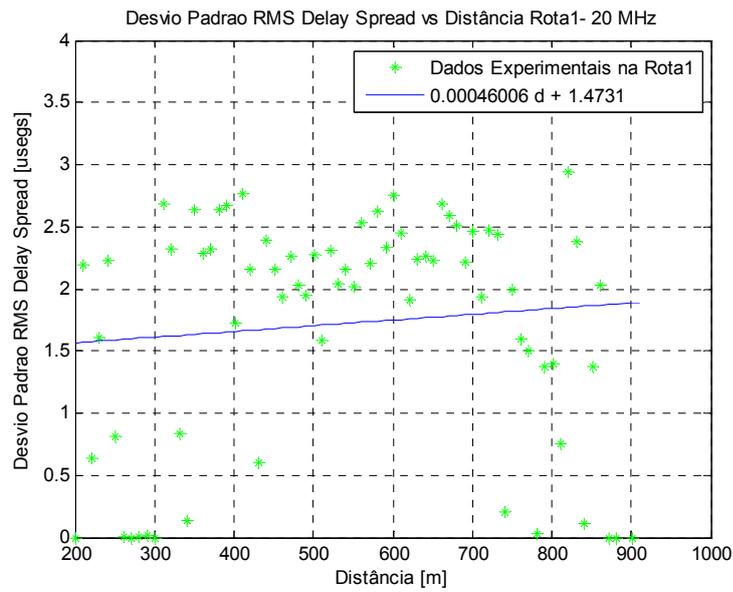


Figura 5.35 – Desvio Padrão RMS por distancia na rota 1

Os gráficos referentes às rotas restantes (2 a 8) se acham no Apêndice C.

5.7.4

Cálculo da Banda de Coerência

Outro dos parâmetros que caracteriza o canal é a banda de coerência, calculada a partir da transformada dos perfis de potência de retardos depois de ter feito a limpeza do ruído mediante a técnica WDEN. Na figura a seguir, mostra-se um exemplo de um do perfil 50 para a rota 1.

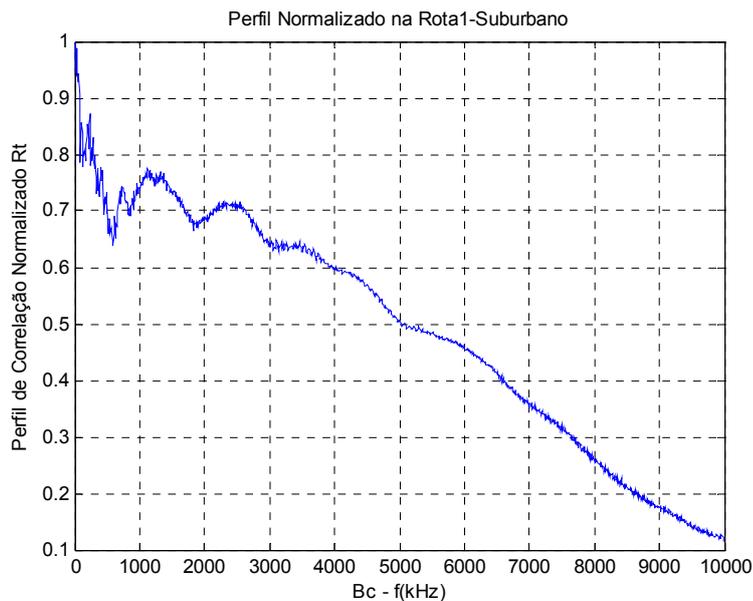


Figura 5.36 – Perfil de correlação normalizado para banda de coerência a 90% na rota 1

Na figura 5.37 são plotados todos os valores de banda de coerência calculados a 90%, para os perfis da rota 1.

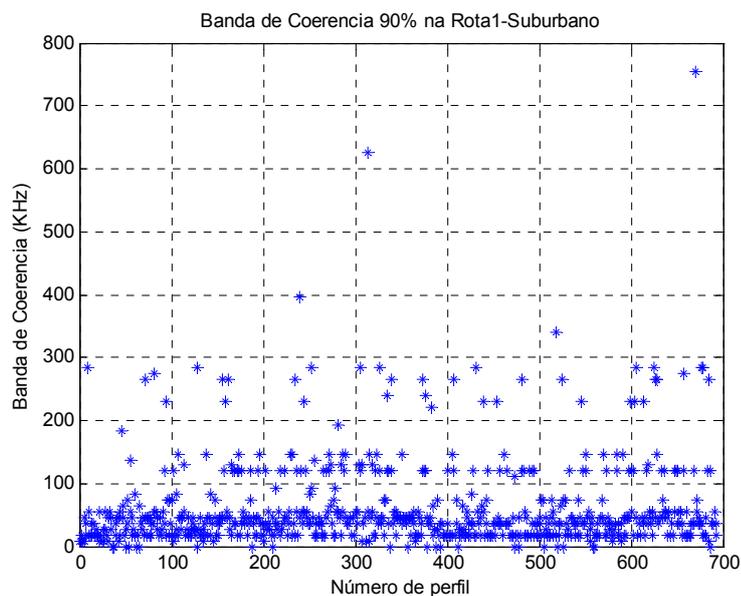


Figura 5.37 – Banda de coerência a 90% por perfil na rota 1

Nas figuras 5.38 e 5.39 apresenta-se a rota2 suburbana, percorrida pelo receptor móvel em alta velocidade entre (60 e 70 km/h), diferente das outras rotas suburbanas, percorridas em 30 km/h. Observa-se menos pontos medidos porque o tempo de aquisição foi somente de 10 minutos, então só tivemos 312 perfis medidos.

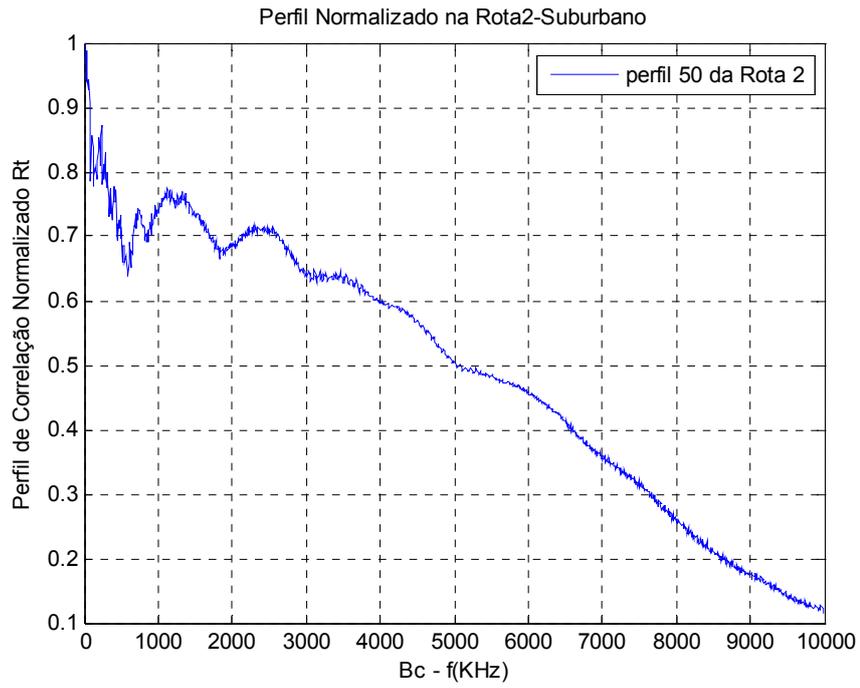


Figura 5.38 – Perfil normalizado N = 50 da rota 2 para banda de coerência 90%

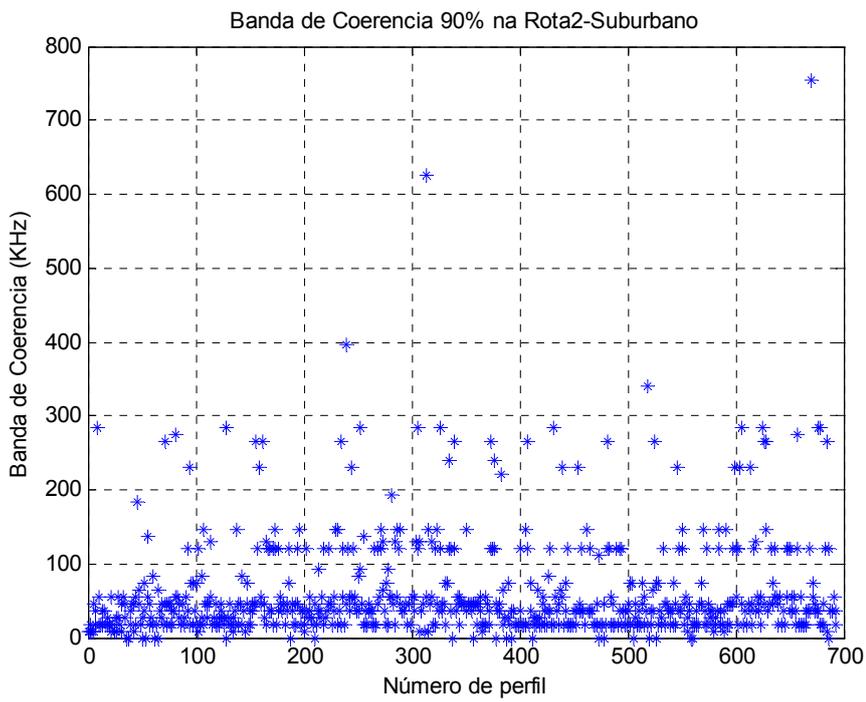


Figura 5.39 – Banda de coerência a 90% por perfil na rota 2

5.7.5

Comparação das medidas em faixa larga com Modelos de Cobertura

Aqui faz-se a comparação das medidas do canal faixa larga também com os modelos de cobertura, Hata estendido a 6 GHz [88], SUI, Cost231-Hata, e o modelo da UFPA [89]. Observa-se, na Figura 5.40 e na Figura 5.41, que o modelo SUI junto com o modelo UFPA ficam mais aderentes às medidas no terreno suburbano, rotas 1 e 2. A tabela 5.13 e 5.14 fornecem os erros calculados para os diferentes ajustes.

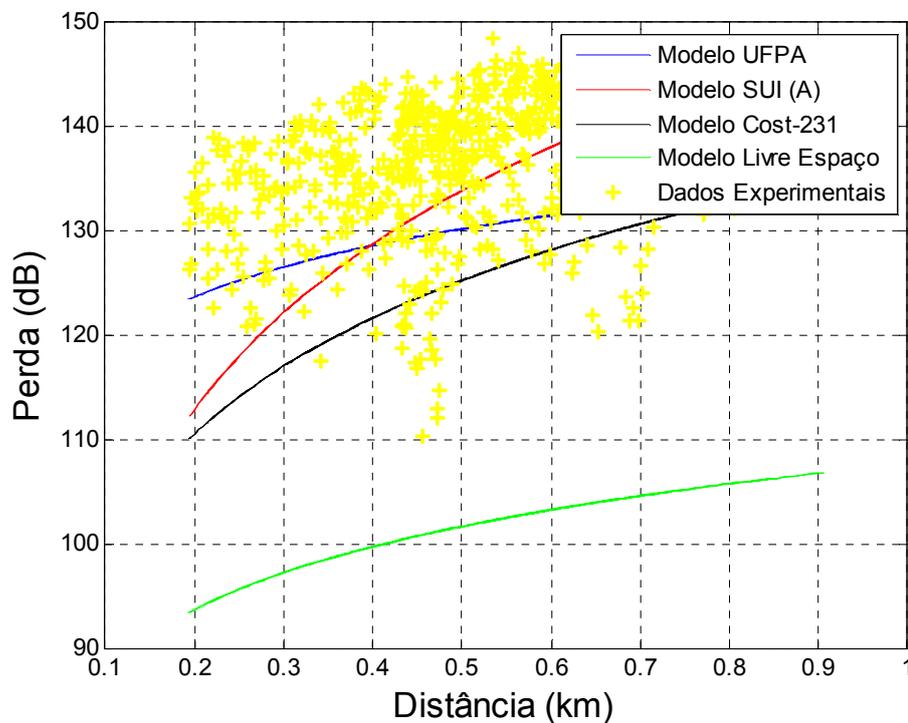


Figura 5.40 – Perda por Distância na rota 1 com medidas em canal faixa larga.

Tabela 5.13 – Erros de medição para os modelos na rota 1

Modelo	Erro Médio	Desvio padrão	Erro RMS
UFPA	6.995169	5.985115	9.206193
SUI (A)	3.538532	7.703615	8.477434
Cost231-Hata	12.0467	6.498952	13.68793

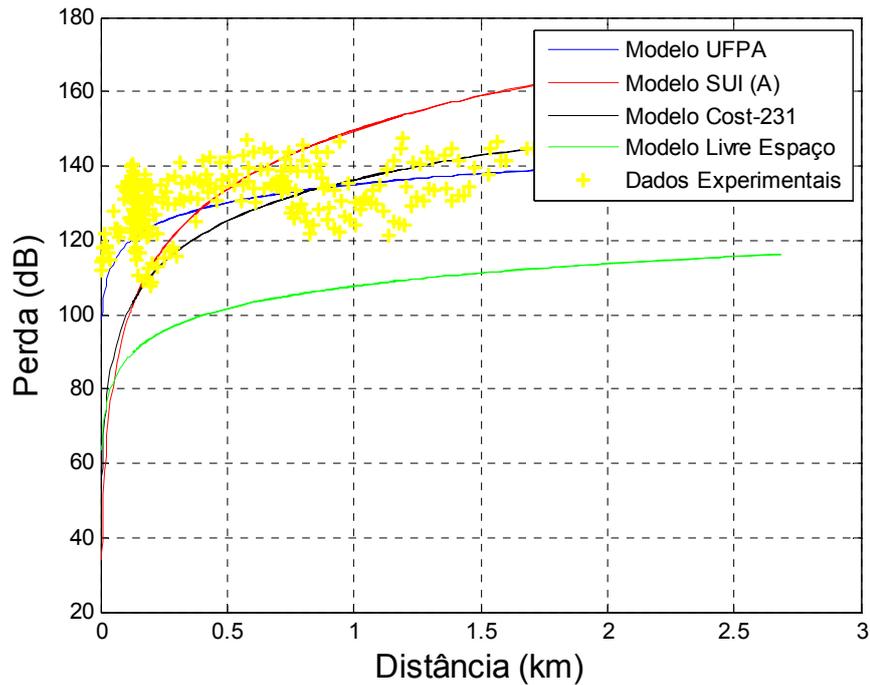


Figura 5.41 – Perda por Distância na rota 2 com medidas em canal Faixa Larga

Tabela 5.14 – Erros de medição para os modelos na rota 2

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	3.90335	7.366751	8.336976
SUI	2.868867	22.32966	22.51319
Cost231-Hata	10.33081	14.98727	18.20285

O ajuste aos modelos e os erros são fornecidos na figura 5.42 e tabela 5.15, respectivamente, para a rota 3.

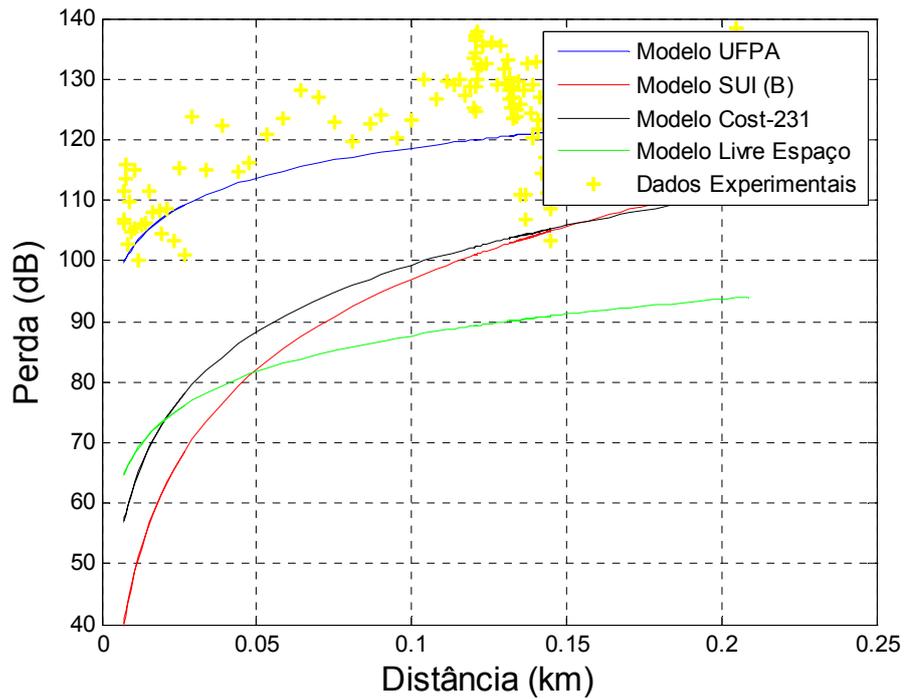


Figura 5.42 – Perda por Distância na rota 3 com medidas em canal Faixa Larga

Tabela 5.15 – Erros de medição para os modelos na rota 3

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	5.29307	7.298524	9.015822
SUI(B)	30.36939	15.87915	34.27021
Cost231Hata	26.72897	11.42996	29.07029

Podemos observar também para a rota 4 a figura 5.43 e a tabela 5.16 com os ajustes respectivos.

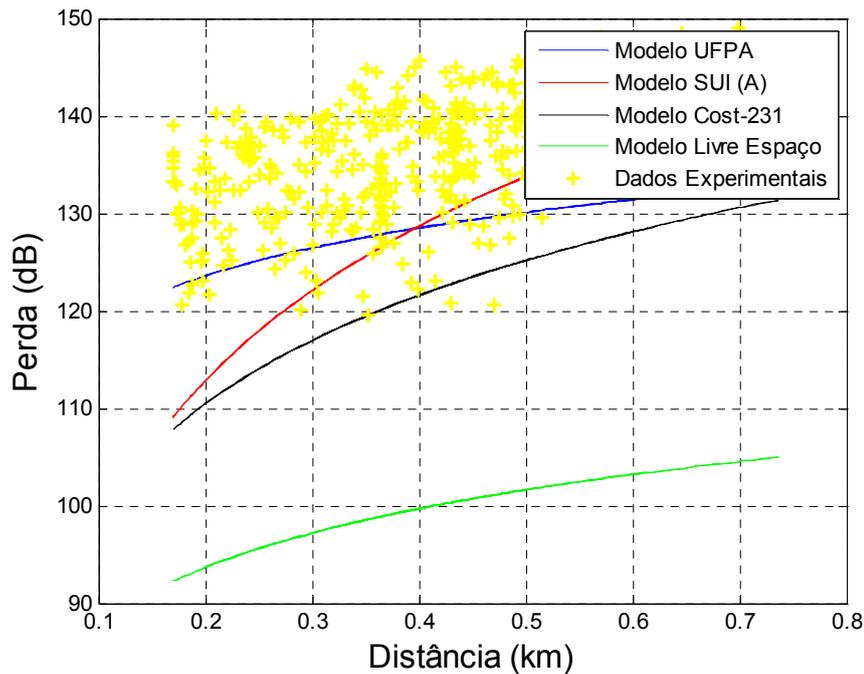


Figura 5.43 – Perda por Distância na rota 4 com medidas em canal Faixa Larga

Tabela 5.16 – Erros de medição para os modelos na rota 4

Modelo	Erro Médio	Desvio Padrão	Erro RMS
UFPA	8.328168	5.244329	9.841817
SUI(A)	9.063299	6.806017	11.334225
Cost231Hata	15.76087	5.520219	16.69964

5.7.6

Resumo de Resultados

Das 8 rotas processadas, a rota 2 foi percorrida em alta velocidade (60 a 70 Km/h) e as outras rotas foram percorridas com uma velocidade média de 30 Km/h.

A rota 1, que corresponde na parte centro da região, teve a maior quantidade de perfis aquisitados, tem melhor aderência com o modelo SUI para terreno suburbano, o valor de $\bar{\tau}$ varia entre 0.002 e 2.8027 e o σ_{τ} , como mostrado nas figuras 5.34 e figuras 5.35. A rota 2 corresponde ao percurso da BR101 em alta velocidade, passando por cima do viaduto que fica quase em frente

do transmissor e quase na mesma altitude, razão pela qual o nível de potência aumenta consideravelmente. Na comparação com os modelos de cobertura continua a aderência mais próxima com o modelo Hata estendido até 6 GHz suburbano, como mostrado nas figuras 5.40 e 5.41. O valor do $\bar{\tau}$ encontra-se na faixa de 0.0200 e 1.6412. A rota 3, foi um percurso com 2 minutos de aquisição de dados, com 112 perfis, continua mostrando a aderência com o modelo UFPA suburbano na Figura 5.42. O valor σ_{τ} esta entre 0 e 5.9528; e o $\bar{\tau}$ entre 0.0200 e 0.5963. A rota 4, percorrida em quase 15 minutos de aquisição, rota no centro da região, o valor do $\bar{\tau}$ varia entre 0.0200 e 1.5357, o valor de σ_{τ} entre 0 e 5.9867. Na comparação das medidas com os modelos se aprecia aderência com o modelo UFPA. A rota 5, também com aderência ao modelo SUI-B suburbano. Com valores de $\bar{\tau}$ entre 0.0200 e 1.9377, também o σ_{τ} entre 0 e 6.0256. A rota 6, compreendida por várias ruas que se encontram entre 400 e 900 de distância do transmissor, apresenta características suburbanas, as medidas comparadas com os modelos com aderência ao modelo SUI-A, apresenta valores de σ_{τ} entre 0 e 6.1048; e o $\bar{\tau}$ entre 0.200 e 1.1687. A rota 7, complemento das rotas anteriores e que fica afastada pelo lado esquerdo do feixe da antena e um pouco mais longe do transmissor, também apresenta aderência com o modelo SUI-A. Os valores de $\bar{\tau}$ estão entre 0.0200 e 2.1251; e o σ_{τ} entre 0 e 6.0776.

Finalmente, a rota 8, que também foi medida com o móvel em alta velocidade (entre 60 e 70 Km/h), alcançou uma distância de 2600 m e conseguindo um nível de potência de -57 dBm. Sua aderência também foi com o modelo SUI-A suburbano. E valores do σ_{τ} entre 0 e 6.00. Na análise de cobertura se observa, claramente, que o modelo de SUI tem melhor aderência com as medidas, mas o modelo da UFPA também resulta bastante aproximado.

CONCLUSÕES

Este trabalho foi desenvolvido para caracterizar, em faixa estreita e faixa larga, um ambiente suburbano – rural do estado do Rio de Janeiro, especificamente a cidade de Tanguá ao lado norte do estado, no km 275 da BR101, que apresenta regiões muito típicas de cidade rural.

Dentre as análises realizadas estão as estatísticas em pequena e larga escala da variabilidade do sinal, a cobertura do sinal e seu ajuste a alguns modelos de cobertura empregados para a faixa de 5,8 GHz, que está disponibilizada para Sistemas WiMAX não licenciado (uso livre), e a análise de parâmetros faixa larga no domínio do tempo.

Inicialmente, foi montado um *setup* de medições na frequência de operação de 5,765 GHz e transmitido o sinal CW (*continuous wave*) para a caracterização faixa estreita do canal. Para sondar o canal, foi montado um bloco receptor num laboratório móvel, com um *setup* de aquisição de dados a uma taxa de amostragem de 20 KSPS (*kilosamples/seconds*). Através do *software Labview*, configurado com a placa de aquisição, obteve-se arquivos de dados, em volts. Todos os arquivos foram coletados em tempo real à medida que a viatura se deslocava pelas rotas. Paralelamente, foi configurado o GPS, sincronizado ao relógio do computador, para aquisitar as posições do percurso das rotas programadas para medir.

Na análise faixa estreita, quanto à estatística da variabilidade em pequena escala do sinal, foram ajustadas aos dados as distribuições mais comumente utilizadas na literatura: Gauss, Rayleigh, Rice, Nakagami e α - μ . No caso da análise da variabilidade do sinal em larga escala, utilizou-se a distribuição gaussiana, normalmente a melhor ajustada para tal. Nesta etapa da análise pode se observar que na rota 1 suburbana, por exemplo, o setor 155 apresentou um melhor ajuste à fdp Nakagami; já o setor 190, melhor se ajustou à Rayleigh; o setor 194, ajustou-se à α - μ ; e apenas um único setor nesta rota apresentou melhor ajuste às fdps Rice e Gauss. Como um resultado, a fdp que predominou na rota 1, aparecendo um maior número de vezes (407, do total de 410 setores) foi a fdp α -

μ . Nas rotas suburbanas restantes (2 até 9), a distribuição α - μ também se mostrou bem ajustada aos dados, embora outras distribuições também tenham tido bom ajuste como a Nakagami, por exemplo. A distribuição α - μ , portanto, se mostra como uma boa fdp para caracterizar a estatística de pequena escala do sinal rádio móvel nesta faixa de frequência. Quanto às rotas rurais (10 e 11), as distribuições α - μ e Nakagami sobressaíram, passando no teste qui-quadrado em todos os setores dessas rotas.

Quanto aos parâmetros de taxa de cruzamento de nível e duração média do desvanecimento, estes ficaram bem ajustados ao Nakagami nas rotas rurais, enquanto nas rotas suburbanas predominou Rayleigh. Vale lembrar que tais parâmetros não foram ajustados àqueles da distribuição α - μ , devido ao esforço computacional necessário.

Na análise de larga escala, foram observados fatores de atenuação (n) entre 0 e 10, lembrando que as rotas eram transversais e radiais. As retas de melhor ajuste para caracterizar a perda no percurso total de cada rota, como também por trechos de rotas, foram traçadas. Visto que se tem rotas onde o fator de atenuação foi relativamente alto, decidiu-se realizar a análise por trechos o que resultou em alguns fatores de atenuação negativos. Isto indica um aumento dos níveis de potência mesmo em se afastando do transmissor, por causa da elevação do terreno. Todos os resultados obtidos para as distribuições foram apresentados de forma qualitativa com gráficos e quantitativa com resumo de tabelas.

Quanto à cobertura faixa estreita do sinal, obteve-se um alcance no entorno de 1880 m, na situação NLOS em área suburbana, com nível de - 67 dBm que, embora forte, era o limite de ruído da medição. No caso da área rural, devido a sua maior parte estar em nível acima do restante da região, a mesma estava em visada com a antena transmissora e isto conduziu a um sinal forte nessa área, numa média de - 35 dBm, sendo toda ela coberta pelo sinal. Porém, não se tinha acesso a pontos mais distantes, onde, obviamente, o sinal ainda estaria elevado. Na cobertura em faixa larga, entretanto, o alcance ficou na faixa de 900 m, com nível médio de sinal de - 63.49 dBm.

Não foi possível, para a área rural, realizar medições faixa larga, visto que o sinal OFDM não possuía faixa dinâmica suficiente para cobrir as distâncias necessárias. Pode-se observar que as medidas em canal faixa estreita no ambiente suburbano estão bem próximas do modelo Okumura suburbano, estendido até 6

GHz, sendo o modelo de SUI uma segunda opção em algumas das rotas. No caso da sondagem faixa larga, o modelo Okumura também se mostrou o melhor ajuste para a cobertura.

Adentrando para a análise faixa larga, os parâmetros de retardo médio e o *delay spread* (retardo RMS) foram calculados e observou-se que as rotas devem ser divididas em trechos onde possa ser considerada a estacionaridade no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados (WSSUS), visto que os retardos RMS variavam muito ao longo da rota, desde $0.3469\mu\text{s}$ até $1.3842\mu\text{s}$. Assim, para cada trecho é possível determinar um perfil médio com um retardo RMS único, representativo daquele trecho. Quanto à banda de coerência, claramente se observa a sua relação inversa com o *delay spread*, porém não existe uma constante nessa relação. Seus valores se situaram na faixa de 9.1954 kHz até 754.02 kHz na rota1, por exemplo. Já na rota 2, a banda de coerência varia entre valores de 9.19 kHz e 1093.4 kHz. Tabelas foram dadas indicando as faixas de variação desses parâmetros em todas as rotas, sendo que o *delay spread* apresentou maior concentração em torno de $0.039\ \mu\text{s}$ para rota 3 por exemplo e $0.094\ \mu\text{s}$ para rota5 e a banda de coerência, em torno de 100 kHz na rota 3 e 55 kHz na rota5.

Na análise de cobertura com sinal faixa larga, foram obtidos erros médios na faixa de -26.96 a 5.68 dB, relativos aos ajustes dos modelos empregados (Cost231-Hata,Ufpa, e Sui). Observa-se que os erros médios obtidos pelo ajuste do modelo SUI neste trabalho (-7,8 a 5 dB) são comparáveis àqueles obtidos na frequência de 3,5 GHz na tese de Ron [3] (-0.44 a 7.43), entretanto, o modelo de SUI se mostrou o de melhor ajuste às medidas em 5,765 GHz e bastante próximo ao modelo UFPA.

6.1

Contribuições e trabalhos futuros

A principal contribuição deste trabalho é o banco de dados obtido na faixa de frequência não licenciada de 5,8 GHz, em ambiente suburbano-rural, que permitirá a determinação de uma grande variedade de parâmetros na continuidade deste trabalho, incluindo modelagem faixa larga do canal rádio móvel. Também

fica registrado todo o processo empregado na geração, recepção e aquisição de sinal para a realização de sondagens posteriores. Além disso, dado que a implementação de cidades digitais, empregando a tecnologia WiMAX, é, na atualidade, uma prioridade do governo brasileiro, é importante ressaltar que o estudo do comportamento do canal de propagação nesta faixa de frequências não licenciadas contribui para a melhoria do planejamento desses sistemas, através dos resultados dos ajustes aos modelos de predição do sinal e *delay spread*, por exemplo, que ajudarão na determinação da cobertura do sinal e taxa de transmissão de dados, respectivamente, nos ambientes semelhantes ao estudado.

Como trabalhos futuros, podem ser citados:

- Realizar campanhas de medições em regiões urbanas e comparar os parâmetros determinados aos obtidos nas regiões suburbana e rural;
- Realizar medições em outras frequências de sistemas WiMAX, como 2,4 GHz e 3,5 GHz, no mesmo ambiente e em regiões urbanas, de forma a se buscar uma modelagem do canal para esse tipo de tecnologia;
- Realizar campanhas de medição na mesma faixa de frequência no caso móvel-móvel, para os diversos ambientes.

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS POR CAPITULOS

- [1] ALMEIDA MENDONÇA, L. Dissertação do Mestrado, Análise da Propagação de ondas eletromagnéticas em Canais com Desvanecimento, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, Agosto 2002.
- [2] KRAUS, J.D. *Electromagnetic*. 4th. Ed., New York, McGraw-Hill, 1992.
- [3] RIBEIRO, J.A.J. *Princípios de propagação das ondas eletromagnéticas*, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, 2001.
- [4] BLAUNSTEIN, N. *Radio Propagation in Cellular Networks*. Boston, Artech House, 2000.
- [5] USCINSKI, B.J. *The Elements of Wave Propagation in Random Media*. New York, McGraw-Hill, 1977.
- [6] CLARKE, R.H. *A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception*. **Bell System Technical J.**, 1(47): 957-1000, Jul.-Aug., 1968.
- [7] HANSEN, F. and FINN, I. *Mobile Fading – Rayleigh and Log-normal Superimposed*. **IEEE Transactions on Vehicular Tech.**, 26(4):332-335, Nov. 1977.
- [8] SUSUKI, H. *A Statistical model for Urban Radio Propagation*. **IEEE Transactions on Vehicular Tech.**, 25(7):673-680, Jul. 1977.
- [9] ANDREWS, G.A.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Massachusetts: Prentice Hall, 2007. ISBN 0-13-222552-2.
- [10] <http://www.fiepr.org.br/cidadedigital/News18089content150292.shtml>
CIDADE DIGITAL acesso 21:21 dia 09-11-2012
- [11] TSE, D.; VISWANATH, P. *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge: Cambridge University Press, 2005. ISBN 978-0-521-84527-4.
- [12] ITU. *Telecommunication / ICT statistics: Mobile cellular subscribers – 2007*. [S.I.], 2007. Disponível em <http://www.itu.int/ITU-D/icteye/Indicators/Indicators.aspx>. Acesso em: 06 jul. 2008.
- [13] PINHEIRO, R.; FARIA, J.L. *WiMAX*. 2008. Instituto Superior de Engenharia do Porto-IPPP. Disponível em: <http://ave.dee.isep.ipp.pt/~malves/actlect/RECIN/Trabalhos/RECIN WiMAX.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2008.
- [14] NUAYMI, L. *WiMAX: Technology for Broadband Wireless Access*. West Sussex: John Wiley & Sons, 2007. ISBN 978-0-470-02808-7.
- [15] BAKEN, N.H.G. et al. *A Four-Tiered Hierarchy in a Converged Fixed-Mobile Architecture, Enabling Personal Networks*. **The Journal of the Communications Network**, v. 3,n.3, July-Sept. 2004. Disponível em:

<http://www.wmc.ewi.tudelft.nl/~ramin/publications/FITCE.pdf>. Acesso em: 04 fev. 2008.

[16] ETSI. *High Performance Radio Local Area Network (HIPERLAN) Type 1, Functional specification*. [S.I.], ETSI Std. ETS 300 652, 2001. Disponível em: http://webapp.etsi.org/workprogram/ReportWorkItem.asp?WKI_ID=6956. Acesso em 30 maio 2008.

[17] IEEE802.11. *IEEE Standard for Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specification*. [S.I.], IEEE Std. 802.11, 1999. Disponível em: <<http://standard.ieee.org/getieee802/download/802.11-1999.pdf>>. Acesso em: 05 mar. 2008.

[18] WECA. *Wireless Ethernet Compatibility Alliance*. Disponível em: <http://www.weca.net>. Acesso em: 05 mar. 2008

[19] IEEE 802.16. *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*. [S.I.], IEEE Std. 802.16, 2004. Disponível em: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.16.2-2004.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2008.

[20] ETSI. *Broadband Radio Access Networks (BRAN), HiperMAN, Physical (PHY) layer*. [S.I.], ETSI Std. TS 102 177,2006. Disponível em: http://webapp.etsi.org/workprogram/ReportWorkItem.asp?WKI_ID=25147. Acesso em: 08 jul. 2008.

[21] INTEL. *Entenda o Wi-Fi e o WiMAX como Soluções de Acesso Metropolitano*. 2004. Intel White Paper, Disponível em: http://intel.com/portugues/netcomms/wp03_port.pdf. Acesso em: 31 maio 2011.

[22]http://www.wirelessbrasil.org/wirelessbr/colaboradores/marcio_rodrigues/propagacao/prop_04.html acesso 10-09-2012

[23] PRADO, E. *Tudo sobre o WiMAX*, **Revista de WiMAX**, 2006. Disponível em: <http://revistadewimax.com.br/Home/tabid/53/default.aspx>. Acesso em: 16 abr. 2008.

[24] NORTEL. *Carrier Ethernet backhaul strategies for WiMAX*, 2007. Nortel White Paper. Disponível em: <http://www.nortel.com/solutions/wimax/collateral/n12360.pdf>. Acesso em: 07 jul. 2008.

[25] INTEL. *Implementação de Soluções WiMAX Isentas de Licença*. 2005. Intel White Paper. Disponível em: http://www.intel.com/portgues/netcomms/wp04_port.pdf. Acesso em: 31 maio 2008.

[26] ZHAN, Y; CHEN, H.H. *Mobile WiMAX: Toward Broadband Wireless Metropolitan Area Networks*. New York: Auerbach Publications – Taylor & Francis Group, 2007. ISBN 978-0-8493-2624-0.

[27] IEEE 802.16. *Coverage Prediction of New Elements of Systems Beyond 3G: The IEEE 802.16 System as a Case Study*, 2003.

[28] WiMAX FORUM. *Members Companies*. Disponível em: <http://www.wimaxforum.org/about/CurrentMembers/>. Acesso em: 27 maio 2008.

- [29] MOTOROLA, INTEL. *WiMAX and WiFi Together: Deployment Models and User Scenarios*. 2007. Motorola and Intel White Paper. Disponível em: http://www.motorola.com/mot/doc/6/6930_MotDoc.pdf. Acesso em: 08 jul. 2008.
- [30] IEEE 802.16e. *IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks – Part 16: Air Interface for Fixed and mobile Broadband Wireless Access Systems*. [S.I.], IEEE Std. 802.16e, 2006. Disponível em: <http://standards.ieee.org/getieee802/download/802.16e-2005.pdf>. Acesso em: 16 abr. 2008.
- [31] SOMA NETWORKS. *WiMAX: Demystifying 802.16d and 802.16e*. San Fransisco, 2006. SOMA White Paper. Disponível em: <http://whitepapers.zdnet.com/abstract.aspx?&q=ofdm%2Bwimax&docid=323890>. Acesso em: 07 jul. 2008.
- [32] MOTOROLA. *WiMAX: E vs. D. The Advantages of 802.16e over 802.16d*. 2007 Motorola White Paper. Disponível em: http://www.motorola.com/mot/doc/6/6674_MotDoc.pdf. Acesso em: 18 jun. 2008.
- [33] BECVAR, Z. ZELENKA, J. and BESTAK, R. *Comparison of handovers in UMTS and WiMAX*. Prague, 2006. Czech Technical University – Department of Telecommunication Engineering. Disponível em: http://fireworks.intranet.gr/Publications/Fireworks_6CTUPB005a.pdf. Acesso em: 01 jul. 2008
- [34] AHSON, S. and ILYAS, M. *WiMAX Applications*. New York: CRC Press – Taulor & Francis Group, 2007. ISBN 978-1-4200-4547-5.
- [35] YARALI, A.;RAHMAN, S. and MBULA, M. *WiMAX: The innovative Broadband Wireless Access Technology*. **Journal of Communications**, v. 3, n. 2, April 2008. Disponível em: <http://www.academypublisher.com/jcm/vol03/no02/jcm03025363.pdf>. Acesso em: 06 jun. 2008.
- [36] ARICENT. *3G long Term Evolution*. Palo Alto, 2007. Aricent White Paper. Disponível:<http://whitepaper.zdnet.com/abstract.aspx?&q=ofdm%2Bwimax&docid=335630>. Acesso em: 01 jun. 2008.
- [37] OCDE. *Working Party on Telecommunication and information Services Policies: The implications of WiMAX for Competition and Regulation*. Organisation de Coopération et de Développement Economiques – Directorate for science, technology and industry committee for information, computer and communications policy, DSTI/ICCP/TISO(2005)4/FINAL, 2006. Disponível em: <http://www.oecd.org/dataoecd/32/7/36218739.pdf>. Acesso em: 03 jun. 2008.
- [38] AARNIKOIVU, S. and WINTER, J. *Mobile Broadband Wireless Access*. Helsinki, 2006. **Telecommunications Software and Multimedia Laboratory – Helsinki University of Technology**. Disponível em: <http://tml.tkk.fi/Opinnot/T-109.7510/2006/reports/MBWA.pdf>. Acesso em: 09 jun. 2008.
- [39] RAO, G.S.V.R.H. and RADHAMANI, G. *WiMAX: A Wireless Technology Revolution*. 1st ed. New York: Auerbach Publications – taylor & Francisc Group, 2007. ISBN 978-0-8493-7059-5.
- [40] WIMAX FORUM. *Mobile WiMAX: The Best Personal Broadband Experience*. 2006. WiMAX Forum White Paper. Acessado 07-2008.

- [41] PAREEK, D. *The Business of WiMAX*. West Sussex: John Wiley & Sons, 2006. ISBN 978-0-470-02691-5
- [42] MARKS, R.B.; LYNCH, M. and McCABE, K. *IEEE 802.16 WirelessMAN Standard enters IMT-2000 Family for International Mobile Telecommunications*. Key International Recognition for Innovate Broadband Wireless Technology. **IEEE Standards Association**, 2007. Disponível em
- [43] IMT-2000. *Draft Revision of Recommendation ITU-R M.1457-1*: Detailed specifications of the radio interfaces of International Mobile Telecommunications-2000. **Radio Communication Study Group 8**, 2007. Disponível em: <http://www.itu.int/rec/R-REC-M.1457-10-201106-P/en> Acesso em 11:22 14-01-2013.
- [44] ALVARION. *Mobile WiMAX: Personal Broadband Services For Enhancing Lifestyles and Productivity*. 2006 Alvarion white paper. Disponível em: <http://www.techrepublic.com/whitepapers/alvarion-deploys-wimax-network-to-provide-broadband-wireless-connectivity-solutions-for-kenyas-business-and-residential-markets/1244313?tag=content;siu-container> Acesso em 14-01-2013.
- [45] WANG, T. et al. *Performance Degradation of OFDM System Due to Doppler Spreading*. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, v. 5, n. 6, June 2006. Disponível em: <http://zeidler.ucsd.edu/pubs/J57.pdf>
- [46] RODRIGUES, M.E.C. *Redes WiMAX: Arquitetura e Planejamento*. **Ethesis**, 2007. Disponível em <http://www.e-thesis.inf.br/>
- [47] MACH, P. and BEST'AK, R. *Implementation of OFDM into Broadband Wireless Networks*. Prague, 2006. Czech Technical University – Department of Telecommunication Engineering. Disponível em: http://fireworks.intranet.gr/Publications/Fireworks_6CTUPB007a.pdf
- [48] WIMAX FORUM. *WiMAX's Technology for LOS and NLOS Environments 2004*. WiMAX. Forum White paper.
- [49] WIMAX FORUM. *Mobile WiMAX – part I: A Technical Overview and Performance Evaluation*. 2006. WiMAX Forum White paper. Disponível em: http://www.wimaxforum.org/news/downloads/Mobile_WiMAX_Part1_Overview_and_Performance.pdf.
- [50] Teleco
http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutoriawimaxpa1/pagina_2.aspx acesso 12:42 10-01-2013.
- [51] WiMAX General Information about the Standard 802.16: Note Application-Rohde and Schwarz.
- [52] KRAUS, J.D. *Electromagnetics*, 4th. Ed.. New York, McGraw-Hill, 1992.
- [53] MENDONÇA, L.A. *DM Analise da Propagação de Ondas Eletromagnéticas em Canais com Desvanecimento*, **Inatel**, Santa Rita de Sapucaí, 2002
- [54] RICE, S.O. *Statistical properties of a sine wave plus random noise*. **Bell System Tech. J.**, 27(1):109-157, Jan., 1948.
- [55] YACOUB, M.D. *Foundations of mobile radio engineering*, **Boca Raton**, CRC Press, 1993.

- [58] SKLAR, B. *Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems. Part I: Characterization. IEEE Communications Magazine*, 136-146, Sep. 1997.
- [56] JAKES, W.C. *Microwave communications engineering*, McGraw-Hill, New York, 1982.
- [57] YACOUB, M.D. *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton, CRC Press, 1993.
- [59] Recommendation ITU-R PN.1057 – Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling, 1994.
- [60] PARSONS, J.D. *Mobile radio propagation Channel*, 2nd. Ed., Chichester, John Wiley, 2000.
- [61] PARSONS, D. *The Mobile Radio Propagation Channel*, New York: John Wiley & Sons 1992.
- [62] ABDI, A.; WILLS, K.; BARGER, H.A.; ALOUINI, M.S. and KAVEH, M. *Comparasion of the Level Crossing Rate and Average Fade Duration of Rayleigh, Rice, and Nakagami Fading Models with Mobile Channel Data. IEEE*, 2000.
- [63] STEELE, R. *Introduction to digital cellular radio*. In: STEELE, R. and HANZO, L. Eds. – *Mobile radio communications*. 2nd. Ed., Chichester, John Wiley, 1999.
- [64] ANDREWS, L.C. *Special functions of mathematics for engineers*. 2nd. Ed. Bellingham, SPIE Press, 1998.
- [65] PROAKIS, J.G. *Digital communications*, McGraw Hill, 4th. Ed., New York, 2000.
- [66] RENAN, S.D. Estatísticas de Ordem Superior para a Distribuição $k - \mu$. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Instituto Nacional de Telecomunicações, Santa Rita do Sapucaí - MG, Brasil, Dezembro de 2003.
- [67] GONÇALVES, J.V.O. Variabilidade do Sinal, Banda de Coerência e Espalhamento Temporal em Ambiente de Rádio Propagação Móvel em 3,5 GHz. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica PUC/RJ. Pontificia Universidade Católica - RJ, Rio de Janeiro - RJ, Brasil, Setembro de 2009.
- [68] NAKAGAMI, M. *The m-distribution – A general formula of intensity distribution of rapid fading*, in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*. W.C. Hoffman Ed. Elmsford, Pergamon, 1960.
- [69] SUSUKI, H. *A Statistical model for urban radio propagation. IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 25(7), 673-680, Jul. 1977.
- [70] AULIN T. *Characteristics of a digital mobile radio channel, IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 30(4) 45-53, May 1981.
- [71] SHEIKH A.U.; HANDFORTH, M. and ABDI, M. *Indoor mobile radio channel at 956 MHz: measurements and modeling, IEEE Transactions on Vehicular Technology Conference. (VTC'93) 73-76, May 1993.*

- [72] LOYOLA, S. and KOUKI, A. *Using two ray multipath model for microwave link budget analysis*. **IEEE Antenas and Propagation Magazine**, 43(5): 31-36, Oct, 2001.
- [73] YACOUB, M.D. *The $\alpha - \mu$ distribution: a general fading distribution*, in Proc. IEEE Inter. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun., vol. 2, pp. 629-633, Sept. 2002.
- [74] The $\alpha - \mu$ distribution: a physical fading model for the Stacy distribution, in **IEEE Trans. Veh. Technol.**, vol. 56, no. 1, pp. 27-34, Jan. 2007.
- [75] STACY, E.W. *A Generalization of the Gamma Distribution*, **Annals of Mathematical Statistics** 33(3): 1187-1192, 1962.
- [76] COSTA, D.B.; FILHO, C.S.S.; YACOUB, M.D. and FRAIDENRAICH, G. *Crossing rates and Fade durations for Diversity-Combining Schemes over $\alpha - \mu$ Fading Channels*. **IEEE Trans. on Wireless Communications**, vol. 6, no. 11, November 2007.
- [77] GOMES, R.A. *Comportamento do Sinal de Rádio em Ambientes Móveis Microcelulares*. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica PUC/RJ. Pontifícia Universidade Católica - RJ, Rio de Janeiro - RJ, Brasil, Setembro de 1999.
- [78] RAZA BUITRON, P. *Laboratório para Telefonia Celular Utilizando o Gerador Vetorial de Sinais Anritsu MG3700A*. Escola Militar do Exército, Sangolqui-Ecuador 2010.
- [79] Manual series MS278XB MG3700A.
- [80] RODRIGUEZ RON, C.V. *Caracterização de Canal Radio em Banda Larga na Faixa de 3,5 GHz em Ambiente Urbano*, Tese Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Setembro 2009.
- [81] VEREZA DE OLIVEIRA, R.B. *Planejamento de Sistemas UMTS e Aspectos de Interoperabilidade com Redes GSM*, Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Maio 2007.
- [82] BARROSO DA FONSECA, F.J. *Dissertação de Mestrado, Análise do Comportamento Faixa Estreita do Canal Rádio Móvel em 3.5 GHz*, Universidade Federal Fluminense, Niterói-RJ - 2011.
- [83] PARAE, <http://www.cnen.gov.br/seguranca/requerimentos/parae.pdf> acesso 21-01-2013.
- [84] DA SILVA LEÃO, E. *Dissertação de Mestrado, Análise Estatística da Variabilidade do Sinal Rádio Móvel em Ambiente de Vegetação*, Universidade Federal Fluminense, Niterói - RJ, 2012.
- [85] AFRIC, W.; ZOVKO-CIHLAR, B. and GRGIC, S. *Methodology of Path Loss Calculation using Measurement Results*, **IEEE**, 2007.
- [86] DAHAD, M.A.A. and KAMEL, H.M. *Methodology for calculating Path Loss Upper and Lower Bounds for WiMAX*, **IEEE**.
- [87] BERTONII, H.L. *Radio Propagation for Modern Wireless Systems*, Prentice Hall PTR, New Jersey, 2000.

- [88] PLITSIS, G. *Coverage Prediction of New Elements of Systems Beyond 3G: The IEEE 802.16 System as a case study*. **Communication Networks, Aachen University**, IEEE, 2003.
- [89] DO VALE, M.F.; GOMES, I.R.; CASTRO, B.S.L.; BARROS, F.J.B.; and CAVALCANTE, G.P.S. *New Terrain Proposal for SUI Model Equations Based on 5.8 GHz Measurements in Wooded Cities Found in Amazon Region*. In: 6TH European Conference on Antennas and Propagation, on 26-30 march 2012, Prague. Proceedings of 6th European Conference on Antennas and Propagation, 2012.
- [90] MATOS, L.J. and MARINHO, B.S. A Comparison of the Delay Spread Obtained with Different Power Delay Profiles De-Noising Techniques. Universidade Federal Fluminense, Programa de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações. Niterói – RJ, 2010.
- [91] LEE, W.C. *Mobile Communications Design Fundamentals*, 2ed. Nova York: Wiley, 1993.
- [92] COSTA DIAS, M.H. Tese de Doutorado, Estimação das respostas do canal real de propagação rádio-móvel nos domínios espacial e temporal. Análise da supressão de ruído por decomposição *wavelet* como técnica complementar de processamento. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro, Abril 2003.

APÊNDICES

APENDICE A

1.-Código Medição

```

%%PROGRAMA PARA CONVERTER TENSÃO EM POTÊNCIA MODIFICADO EM 07 DE
JUNHO DE 2012%%
a = Dev1_ai0; %leitura da tabela com os valores medidos
lim_a = length(a); %número total de linhas da tabela
b = xlsread('Tabela de calibracao signature nova.xls');
lim_b = length(b);
pot = 1:lim_a;
k = 1;
for i = 1:lim_a
    while k < lim_b
        k = k + 1;
        if and(a(i) >= b(k-1,2), a(i) < b(k,2))
            coef = (b(k,1) - b(k-1,1))/(b(k,2) - b(k-1,2));
            pot(i) = (a(i) - b(k-1,2))*coef + b(k-1,1);
        end
        if a(i) >= b(lim_b,2)
            pot(i) = b(lim_b,1);
        end
        if a(i) <= b(1,2)
            pot(i) = b(1,1);
        end
        continue
    end
    k = 1;
end
potencia_partel = pot';
save('potencia_partel','potencia_partel')
xlswrite('potencia_partel.xlsx',potencia_partel)

```

2.-Codigo Distancia

```

%%Cálculo da Distância Percorrida por Rota%%
lim = length(Latitude_gd);
lat1_gd = Latitude_gd(1); %latitude da posição inicial da rota em
graus decimais
lon1_gd = Longitude_gd(1); %longitude da posição inicial da rota
em graus decimais
lat1 = lat1_gd*pi/180; %em radianos
lon1 = lon1_gd*pi/180; %em radianos
r = 6371000;
d = 1:lim;
d(1) = 0;
for i = 2:lim
    lat1_gd = Latitude_gd(i-1); %latitude da posição i - 1 da rota
em graus decimais
    lon1_gd = Longitude_gd(i-1); %longitude da posição i - 1 da
rota em graus decimais
    lat1 = lat1_gd*pi/180; %em radianos
    lon1 = lon1_gd*pi/180; %em radianos

```

```

        lat2_gd = Latitude_gd(i); %latitude da posição i da rota em
        graus decimais
        lon2_gd = Longitude_gd(i); %longitude da posição i da rota em
        graus decimais
        lat2 = lat2_gd*pi/180; %em radianos
        lon2 = lon2_gd*pi/180; %em radianos
        dlat = lat2 - lat1;
        dlon = lon2 - lon1;
        k
        =
        2*r*asin(sqrt((sin(dlat/2))^2+cos(lat1)*cos(lat2)*(sin(dlon/2))^2));
        %distancia do arco
        o = k/r; %angulo teta
        d(i) = sqrt((r + Altitude_m(i-1))^2 + (r + Altitude_m(i))^2 -
        2*(r + Altitude_m(i-1))*(r + Altitude_m(i))*cos(o)) + d(i-1);
    end
    dist = d';
    xlswrite('distancia.xlsx',dist)

```

3.-Codigo Tempo

```

%%Converter o Tempo para Segundos%%
tempo_inicial = 56036.111; %tempo do inicio da aquisição do
LabVIEW em segundos lembrar +3hrs do fuso horario
tempo_seg_flo = Hora_s./100;
tempo_seg_int = floor(tempo_seg_flo);
tempo_seg_aux = tempo_seg_flo - tempo_seg_int;
tempo_seg = tempo_seg_aux.*100;
C = tempo_seg;
tempo_min_flo = Hora_s./10000;
tempo_min_int = floor(tempo_min_flo);
tempo_min_aux = tempo_min_flo - tempo_min_int;
tempo_min = tempo_min_aux.*100 - tempo_seg_aux;
B = tempo_min.*60;
tempo_hora = tempo_min_int;
A = tempo_hora.*3600;
tempo_GPS = A + B + C - tempo_inicial;
tempo_GPS = roundn(tempo_GPS, -3);
xlswrite('tempo_GPS.xlsx', tempo_GPS)

```

4.-Código Setor Completo

```

%%SETORIZAÇÃO MODIFICADO EM 13 DE DEZEMBRO DE 2012%%
%Dados de Entrada%%
tempo = Tempoateclinica; %vetor que contém os instantes de tempo
de cada amostra
potencia = Potenciaateclinica; %vetor que contém as potências
f = 5765; %frequencia em MHz
x = 40; %setor de x lambdas
lat_t_gd = -22.73619; %latitude do transmissor em graus decimais
lon_t_gd = -42.71886; %longitude do transmissor em graus decimais
alt_t = 52; %altitude do transmissor em metros
periodo = 0.00005;
r = 6371000; %raio da Terra
%%DIVISÃO EM SETORES UTILIZANDO OS DADOS DO GPS%%
%Objetivo: estimar o instante de tempo em que ocorre o início de
cada setor
%utilizando uma regra de três dos dados de distância da rota
%%Processamento%%

lim = length(Distancia_m);
tamanho_setor = x*300/f; %comprimento do setor

```

```

tempo_setor(1) = Hora_s(1); %instante do setor 1
latitude_setor(1) = Latitude_gd(1); %latitude do setor 1
longitude_setor(1) = Longitude_gd(1); %longitude do setor 1
altitude_setor(1) = Altitude_m(1); %altitude do setor 1
pos = 2; %para selecionar os vetores de entrada
num_setor = 1; %para selecionar o numero do setor
setor = tamanho_setor; %comprimento de cada setor (inicialmente
igual a posição do segundo setor)
while setor < Distancia_m(lim)
    if setor < Distancia_m(pos)
        num_setor = num_setor + 1;
        tempo_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Hora_s(pos) - Hora_s(pos-1))/(Distancia_m(pos) - Distancia_m(pos-
1)) + Hora_s(pos-1);
        latitude_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Latitude_gd(pos) - Latitude_gd(pos-1))/(Distancia_m(pos) -
Distancia_m(pos-1)) + Latitude_gd(pos-1);
        longitude_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Longitude_gd(pos) - Longitude_gd(pos-1))/(Distancia_m(pos) -
Distancia_m(pos-1)) + Longitude_gd(pos-1);
        altitude_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Altitude_m(pos) - Altitude_m(pos-1))/(Distancia_m(pos) -
Distancia_m(pos-1)) + Altitude_m(pos-1);
        setor = setor + tamanho_setor;
    else
        pos = pos + 1;
    end
end
setor = setor - tamanho_setor; %posição do último setor
%%Dados de Saída%%
ts = tempo_setor';
ts = roundn(ts, -3);
lats = latitude_setor';
lons = longitude_setor';
as = altitude_setor';
%%DIVISÃO EM SETORES UTILIZANDO OS DADOS DO GPS E DO LABVIEW%%
%%Processamento%%
lim = length(tempo); %número total de amostras
total_setor = length(ts); %número total de setores
ts1 = [0; ts];
ts2 = [ts; 0];
tsx = ts2 - ts1;
tsx(1) = 0;
tsx(total_setor+1) = 0;
maior_setor = max(tsx)/periodo;
lat1 = lat_t_gd*pi/180; %em radianos
lon1 = lon_t_gd*pi/180; %em radianos
num_setor = 1; %variável que indica o número do setor
tempo_setor = ts(2); %todos as amostras até ts(2) pertencem a
ts(1), até ts(3) pertencem a ts(2)...
vetor_posicao = zeros(total_setor-1,1);
pot_setor = zeros(total_setor-1, maior_setor);
potencia_media = 1:(total_setor-1);
k = 0; %para percorrer as linhas
media = 0;
for i = 1:lim
    if tempo(i) > ts(1)
        k = k + 1;
        if tempo(i) < tempo_setor
            pot_setor(num_setor,k) = potencia(i);
            media = media + potencia(i);
        end
    end
end

```

```

else
    potencia_media(num_setor) = media/k;
    vetor_posicao(num_setor) = k;
    k = 0;
    media = 0;
    num_setor = num_setor + 1; %passa para o próximo setor
    i = i - 1;
    if num_setor < total_setor
        tempo_setor = ts(num_setor+1);
    else
        break
    end
end
end
end

total_setor_p = total_setor - 1; %número total de setores
completos
pos_GPS = zeros(total_setor_p, 3);
pos_setor = zeros(total_setor_p, 2);
for i = 1:total_setor_p
    pos_GPS(i,1) = lats(i);
    pos_GPS(i,2) = lons(i);
    pos_GPS(i,3) = potencia_media(i);
    pos_GPS(i,4) = as(i);
    lat2_gd = lats(i); %latitude do setor em graus decimais
    lon2_gd = lons(i); %longitude do setor em graus decimais
    lat2 = lat2_gd*pi/180; %em radianos
    lon2 = lon2_gd*pi/180; %em radianos
    dlat = lat2 - lat1;
    dlon = lon2 - lon1;
    k =
    2*r*asin(sqrt((sin(dlat/2))^2+cos(lat1)*cos(lat2)*(sin(dlon/2))^2));
    %distancia do arco
    o = k/r; %angulo teta
    pos_setor(i,1) = sqrt((r + alt_t)^2 + (r + as(i))^2 - 2*(r +
    alt_t)*(r + as(i))*cos(o));
    pos_setor(i,2) = potencia_media(i);
end
ts(total_setor) = [];
lats(total_setor) = [];
lons(total_setor) = [];
as(total_setor) = [];
potencia_media = potencia_media';
faixa_larga(:,1) = lats;
faixa_larga(:,2) = lons;
faixa_larga(:,3) = pos_setor(:,1);
faixa_larga(:,4) = potencia_media;
%%Dados de Saída%%
xlswrite('Tempo do Setor.xlsx',ts)
xlswrite('Latitude do Setor.xlsx',lats)
xlswrite('Longitude do Setor.xlsx',lons)
xlswrite('Altitude do Setor.xlsx',as)
pos_setorTxateclinica = pos_setor;
pot_setorTxateclinica = pot_setor;
pos_GPSTxateclinica = pos_GPS;
vetor_posicaoTxateclinica = vetor_posicao;
faixa_largaTxateclinica = faixa_larga;
xlswrite('pos_setorTxateclinica.xlsx',pos_setorTxateclinica)
xlswrite('pos_GPSTxateclinica.xlsx',pos_GPSTxateclinica)

```

```

xlswrite('vetor_posicaoTxateclinica.xlsx',vetor_posicaoTxateclinic
a)
xlswrite('faixa_largaTxateclinica.xlsx',faixa_largaTxateclinica)
save('pot_setorTxateclinica','pot_setorTxateclinica')
save('pos_setorTxateclinica','pos_setorTxateclinica')
save('pos_GPSTxateclinica','pos_GPSTxateclinica')
save('vetor_posicaoTxateclinica','vetor_posicaoTxateclinica')
save('faixa_largaTxateclinica','faixa_largaTxateclinica')
gscatter('RotaTxateclinica.kml',pos_GPSTxateclinica(:,2),pos_GPST
xateclinica(:,1),pos_GPSTxateclinica(:,3), pos_GPSTxateclinica(:,4))

```

5.-Codigo Setor Completo Filtrado

```

%%SETORIZAÇÃO MODIFICADO EM 13 DE DEZEMBRO DE 2012%%
%%Dados de Entrada%%
tempo = Tempoateclinica; %vetor que contém os instantes de tempo
de cada amostra
potencia = Potenciaateclinica; %vetor que contém as potências
f = 5765; %frequencia em MHz
x = 40; %setor de x lambdas
limiar = -68; %limiar de decisão do filtro em dBm
lat_t_gd = -22.73619; %latitude do transmissor em graus decimais
lon_t_gd = -42.71886; %longitude do transmissor em graus decimais
alt_t = 52; %altitude do transmissor em metros
periodo = 0.00005;
r = 6371000; %raio da Terra
%%DIVISÃO EM SETORES UTILIZANDO OS DADOS DO GPS%%
%Objetivo: estimar o instante de tempo em que ocorre o início de
cada %setor utilizando uma regra de três dos dados de distância da
rota
%%Processamento%%
lim = length(Distancia_m);
tamanho_setor = x*300/f; %comprimento do setor
tempo_setor(1) = Hora_s(1); %instante do setor 1
latitude_setor(1) = Latitude_gd(1); %latitude do setor 1
longitude_setor(1) = Longitude_gd(1); %longitude do setor 1
altitude_setor(1) = Altitude_m(1); %altitude do setor 1
pos = 2; %para selecionar os vetores de entrada
num_setor = 1; %para selecionar o numero do setor
setor = tamanho_setor; %comprimento de cada setor (inicialmente
igual a posição do segundo setor)
while setor < Distancia_m(lim)
    if setor < Distancia_m(pos)
        num_setor = num_setor + 1;
        tempo_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Hora_s(pos) - Hora_s(pos-1))/(Distancia_m(pos) - Distancia_m(pos-
1)) + Hora_s(pos-1);
        latitude_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Latitude_gd(pos) - Latitude_gd(pos-1))/(Distancia_m(pos) -
Distancia_m(pos-1)) + Latitude_gd(pos-1);
        longitude_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Longitude_gd(pos) - Longitude_gd(pos-1))/(Distancia_m(pos) -
Distancia_m(pos-1)) + Longitude_gd(pos-1);
        altitude_setor(num_setor) = (setor - Distancia_m(pos-
1))*(Altitude_m(pos) - Altitude_m(pos-1))/(Distancia_m(pos) -
Distancia_m(pos-1)) + Altitude_m(pos-1);
        setor = setor + tamanho_setor;
    else
        pos = pos + 1;
    end
end
end

```

```

setor = setor - tamanho_setor; %posição do último setor
%%Dados de Saída%%
ts = tempo_setor';
ts = roundn(ts, -3);
lats = latitude_setor';
lons = longitude_setor';
as = altitude_setor';
%%DIVISÃO EM SETORES UTILIZANDO OS DADOS DO GPS E DO LABVIEW%%
%%Processamento%%
lim = length(tempo); %número total de amostras
total_setor = length(ts); %número total de setores
ts1 = [0; ts];
ts2 = [ts; 0];
tsx = ts2 - ts1;
tsx(1) = 0;
tsx(total_setor+1) = 0;
maior_setor = max(tsx)/periodo;
lat1 = lat_t_gd*pi/180; %em radianos
lon1 = lon_t_gd*pi/180; %em radianos
num_setor = 1; %variável que indica o número do setor
tempo_setor = ts(2); %todos as amostras até ts(2) pertencem a
ts(1), até ts(3) pertencem a ts(2)...
vetor_posicao = zeros(total_setor-1,2);
pot_setor = zeros(total_setor-1, maior_setor);
potencia_media = zeros(total_setor-1,1);
k = 0; %para percorrer as linhas
j = 1;
media = 0;
for i = 1:lim
    if tempo(i) > ts(1)
        k = k + 1;
        if tempo(i) < tempo_setor
            pot_setor(j,k) = potencia(i);
            media = media + potencia(i);
        else
            potencia_media(j) = media/k;
            if potencia_media(j) >= limiar
                vetor_posicao(j,1) = num_setor;
                vetor_posicao(j,2) = k;
            else
                pot_setor(j,:) = 0;
                j = j - 1;
            end
            j = j + 1;
            k = 0;
            media = 0;
            num_setor = num_setor + 1; %passa para o próximo setor
            i = i - 1;
            if num_setor < total_setor
                tempo_setor = ts(num_setor+1);
            else
                break
            end
        end
    end
end
vetor_posicao = vetor_posicao(1:(j-1),:);
pot_setor = pot_setor(1:(j-1),:);
potencia_media = potencia_media(1:(j-1),1);
dim = size(vetor_posicao);
total_setor_p = dim(1); %número total de setores completos

```

```

pos_GPS = zeros(total_setor_p,5);
pos_setor = zeros(total_setor_p,3);
I = vetor_posicao(:,1); %setores acima do limiar
pos_GPS(:,1) = I;
pos_GPS(:,2) = lats(I);
pos_GPS(:,3) = lons(I);
pos_GPS(:,4) = potencia_media;
pos_GPS(:,5) = as(I);
lat2 = pos_GPS(:,2)*pi/180; %em radianos
lon2 = pos_GPS(:,3)*pi/180; %em radianos
dlat = lat2 - lat1;
dlon = lon2 - lon1;
k
=
2*r*asin((sin(dlat/2)).^2+cos(lat1).*cos(lat2).*(sin(dlon/2)).^2).^(1/
2); %distancia do arco
o = k/r; %angulo teta
pos_setor(:,1) = I;
pos_setor(:,2) = ((r + alt_t)^2 + (r + pos_GPS(:,5)).^2 - 2*(r +
alt_t)*(r + pos_GPS(:,5)).*cos(o)).^(1/2);
pos_setor(:,3) = potencia_media;
%%Dados de Saída%%
pos_setorTxateclinica = pos_setor;
pot_setorTxateclinica = pot_setor;
pos_GPSTxateclinica = pos_GPS;
vetor_posicaoTxateclinica = vetor_posicao;
xlswrite('pos_setorTxateclinica.xlsx',pos_setorTxateclinica)
xlswrite('pos_GPSTxateclinica.xlsx',pos_GPSTxateclinica)
xlswrite('vetor_posicaoTxateclinica.xlsx',vetor_posicaoTxateclinic
a)
save('pot_setorTxateclinica','pot_setorTxateclinica')
save('pos_setorTxateclinica','pos_setorTxateclinica')
save('pos_GPSTxateclinica','pos_GPSTxateclinica')
save('vetor_posicaoTxateclinica','vetor_posicaoTxateclinica')
gscatter_filtrado('RotaTxateclinica.kml',pos_GPSTxateclinica(:,3)
,pos_GPSTxateclinica(:,2),pos_GPSTxateclinica(:,4),
pos_GPSTxateclinica(:,5),vetor_posicao(:,1))

```

6.-Codigo Desvanecimento Pequena Escala ou Rapido

```

%%VERSÃO DO PROGRAMA DO EDUARDO LEÃO PARA OS DADOS DO Wilyam Para
a Cidade de Tanguá%
clear all;
close all;
clc;
%%DADOS DE ENTRADA%%
load pot_setorTxateclinateste %dado de entrada de setores
completo
load vetor_posicaoTxateclinateste %dado de entrada de setores
completo
pot_setor = pot_setorTxateclinateste; %dado de entrada de
setores completo
vetor_posicao = vetor_posicaoTxateclinateste; %dado de entrada
de setores completo mudar estes nomes
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
r_trecho=[];
n_trecho=[];
xout_trecho=[];
n_pdf_trecho=[];
p1_trecho=[];
p2_trecho=[];

```

```

p3_rice_trecho=[];
p4_nak_trecho=[];
p5_alfa_trecho=[];
p1_qui_trecho=[];
p2_qui_trecho=[];
p3_rice_qui_trecho=[];
p4_nak_qui_trecho=[];
p5_alfa_qui_trecho=[];
% Dados da distribuição Gaussiana
h_gauss_trecho=[];
p_gauss_trecho=[];
st_gauss_trecho=[];
st_gauss_df_trecho=[];
qui_teste_gauss_trecho=[];
x_qui_teste_gauss_trecho=[];
% Dados da distribuição Rayleigh
h_ray_trecho=[];
p_ray_trecho=[];
st_ray_trecho=[];
st_ray_df_trecho=[];
qui_teste_ray_trecho=[];
x_qui_teste_ray_trecho=[];
% Dados da distribuição Rice
k_max=0;
kmin=0;
k_inc=0;
sigma_rice_trecho=[];
k_rice_trecho=[];
r_zero_trecho=[];
h_rice_trecho=[];
p_rice_trecho=[];
st_rice_trecho=[];
st_rice_df_trecho=[];
qui_teste_rice_trecho=[];
x_qui_teste_rice_trecho=[];
% Dados da distribuição Nakagami
M_max=0;
M_min=0;
M_inc=0;
M_nak_trecho=[];
h_nak_trecho=[];
p_nak_trecho=[];
st_nak_trecho=[];
st_nak_df_trecho=[];
qui_teste_nak_trecho=[];
x_qui_teste_nak_trecho=[];
% Dados da distribuição Alfa-Mi
A_max=0;
A_min=0;
A_inc=0;
alfa_trecho=[];
h_alfa_trecho=[];
p_alfa_trecho=[];
st_alfa_trecho=[];
st_alfa_df_trecho=[];
qui_teste_alfa_trecho=[];
x_qui_teste_alfa_trecho=[];
*****
****
%% Transforma o arquivo de entrada para se adequar ao programa do
Eduardo

```

```

%%%%%%%%*****
*****
menor_setor = min(vetor_posicao(:,2)); %tamanho do menor setor
metade_menor_setor = floor(menor_setor/2); %metade do menor setor
resto_menor_setor = mod(menor_setor,2); %resto da divisão por dois
do menor setor
dim = size(pot_setor); %dimensões da matriz das potências por
setor
numero_setores = dim(1); %número de setores
potenciay = zeros(dim(1),menor_setor); %matriz que contém as
amostras no centro de cada setor
for i = 1:numero_setores
    metade_setor = floor(vetor_posicao(i,2)/2);
    minimo = metade_setor - metade_menor_setor + 1;
    maximo = metade_setor + metade_menor_setor +
resto_menor_setor;
    potenciay(i,:) = pot_setor(i,minimo:maximo);
end
taxa=20*10^3; %taxa de amostragem do labview
periodo=1/taxa; %inverso da taxa
tempo_setor=periodo*menor_setor; %tempo de cada setor
R=50; %Impedância em Ohm
potenciay = 0.001*(10.^(potenciay./10)); %Passa a potência de dBm
para W
tensaoy = sqrt(potenciay.*R); %Tensão em volts
V_trecho = tensaoy;
ndBm_trecho = 10*log10(1000*((V_trecho.^2)/R)); %Potência em dBm

for ml=1:size(tensaoy,1)
    sinaltotals = tensaoy(ml,:);
    V = sinaltotals;
    media_setor = mean(sinaltotals);
    sinal = sinaltotals/media_setor;% divide pela media para separar o
Desv. Rápido
    sinal_ord = sort(sinal); % Ordena números para melhorar
gráfico
    r = sinal_ord;
    r = r - min(r); % Coloca o valor inicial em zero
    %% Calculo de PDF pelo histograma %
    num_div=fix(sqrt(length(r)));
    % Dados do histograma
    [n,xout] = hist(r,num_div);
    delta_x=xout(2)-xout(1);
    area_hist=delta_x.*n;
    soma_area_hist=sum(area_hist);
    area_pdf=area_hist/soma_area_hist;
    n_pdf=area_pdf/delta_x;
    % Desenha histograma
    figure(2)
    bar(xout,n_pdf,'c'),zoom on,grid on
    hold on;
    %*****
    %% Calculo das FDPs teóricas %
    %*****
    % Distribuição de Gauss (Gaussiana)
    nu=mean(r);
    sigma=std(r);
    p1=(1/(sqrt(2*pi)*sigma)).*exp((-1.*(r-nu).^2)./(2*sigma^2));
    % Desenha gráfico de Gauss
    plot(r,p1,'--g','LineWidth',2);
    hold on;

```

```

% Distribuição de Raileygh
sigma_ray=mean(r)*sqrt(2/pi);
p2=(r./(sigma_ray^2)).*(exp(-((r.^2)./(2*(sigma_ray^2))));
% Desenha gráfico de Raileygh
plot(r,p2,'-r','LineWidth',2);
hold on;
%% Distribuição de Rice para k fixo%
kc=2;
sigma_rice=mean(r)./(((sqrt(pi/2)*exp(-
kc/2)).*(((1+kc).*(besseli(0,kc/2))+...
(kc*besseli(1,kc/2)))));
r_zero=sqrt(kc*2*(sigma_rice^2));
p3=(r./(sigma_rice^2)).*(exp(-
((r.^2+r_zero^2)/(2*sigma_rice^2))).*...
besseli(0,(r_zero.*r)/(sigma_rice^2)));
% Desenha gráfico de Rice para k fixo
%figure
Valor_k=int2str(kc);
setor=int2str(vetor_posicao(m1,1));
plot(r,p3,'-.b','LineWidth',2);
hold on;

% -----
% Distribuição de Nakagami para M fixo%
M_nakc=1;
p4=(
2*((M_nakc)^M_nakc)./(gamma(M_nakc)).*((mean(r.^2))^M_nakc
)).*(r.^(2*M_nakc-1)).*(exp(-(M_nakc/mean(r.^2))* (r.^2)));
% Desenha gráfico de Nakagami para M fixo
Valor_M=int2str(M_nakc);
plot(r,p4,'--y','LineWidth',2);

% -----
% Distribuição Alfa-Mi para Alfa fixo%
alfac=3;
Mi = (mean (r.^alfac).^2)./(mean(r.^(2*alfac))-
(mean(r.^alfac)^2));
alfa_root_mean=(mean(r.^alfac)).^(1/alfac);
p5=((alfac*(Mi^Mi)*(r.^((alfac*Mi)-
1)))./(alfa_root_mean.^(alfac*Mi).* gamma(Mi))).*...
exp(-Mi.*(r.^alfac./alfa_root_mean.^alfac));
% Desenha gráfico de Alfa-Mi para Alfa fixo
Valor_A=int2str(alfac);
plot(r,p5,'-.m','LineWidth',2);
hold on;
h = legend('fdp Empírica','Gauss','Rayleigh',['Rice p/
k=',Valor_k],2,['Nakagami p/ m=',Valor_M],2,...
['Alpha-mu p/ alpha=',Valor_A],2,'Location','northeast');
set(h,'Interpreter','none');
xlabel('r [normalizado]', 'FontSize', 11,'FontWeight', 'bold')
ylabel('fdp ', 'FontSize', 11,'FontWeight', 'bold')
titulo=({'Comparação da fdp de Gauss, Rayleigh, Rice,
Nakagami e Alpha-mu para o Setor ',setor});
title(titulo, 'FontSize', 10,'FontWeight', 'bold');
hold off;

%% Distribuição de Rice variando K %
%-----
k_min=0; % Valor mínimo de k
k_inc=1; % Incremento de k
k_max=50; % fator K de Rice máximo
p3=[];
p3_tot=[];
for k_rice=k_min:k_inc:k_max;

```

```

sigma_rice=mean(r)./(((sqrt(pi/2)*exp(-
k_rice/2)).*(((1+k_rice).*(besseli(0,k_rice/2))+...
(k_rice*besseli(1,k_rice/2)))));
r_zero=sqrt(k_rice*2*(sigma_rice^2));
p3=(r./(sigma_rice^2)).*(exp(-
((r.^2+r_zero^2)/(2*sigma_rice^2)))).*...
besseli(0,(r_zero.*r)/(sigma_rice^2));
p3_tot=[p3_tot;p3];
end
% Distribuição de Nakagami variando M %
% -----
M_min=0.5; %1; % Valor mínimo de M
M_inc=0.1; %1; % Incremento de M
M_max=20; %5; % fator M de Nakagami máximo
p4=[];
p4_tot=[];
for M_nak=M_min:M_inc:M_max;
%%M_nak = (mean (r.^2)) / var (r.^2);
omega=mean(r.^2);
p4=((
2*((M_nak)^M_nak)/((gamma(M_nak))*(omega^M_nak
))).*(r.^(2*M_nak-1)).*...
(exp(-(M_nak/omega).*(r.^2))));
p4_tot=[p4_tot;p4];
end
% Distribuição de Alfa-Mi Alfa variando %
% -----
A_min=0; % Valor mínimo de M
A_inc=0.1; %1; % Incremento de M
A_max=30; %5; % fator M de Nakagami máximo
p5=[];
p5_tot=[];
for alfa=A_min:A_inc:A_max;
Mi = (mean (r.^alfa).^2)./(mean(r.^(2*alfa))-
(mean(r.^alfa)^2));
alfa_root_mean=(mean(r.^alfa)).^(1/alfa);
p5=((alfa*(Mi^Mi)*(r.^((alfa*Mi)-
1)))./(alfa_root_mean.^(alfa*Mi).* gamma(Mi))).*...
exp(-Mi.*(r.^alfa./alfa_root_mean.^alfa));
p5_tot=[p5_tot;p5];
end
% Teste Qui-quadrado para PDF pelo histograma %
% Número de pontos para uso no teste <<<====
% -----
bins=0:(length(xout)-1);
% -----
% PDF Gaussian
*****
p1_qui=(1/(sqrt(2*pi)*sigma)).*exp((-1.*(xout-
nu).^2)./(2*sigma^2));
% Teste Qui-quadrado PDF Gaussian
[h_gauss,p_gauss,st_gauss] =
chi2gof(bins, 'ctrs',bins, 'frequency',n_pdf, 'expected',p1_qui, 'emin',0,
'params',2);
st_gauss_df=st_gauss.df; % emin = 0 não reagrupa
qui_teste_gauss=st_gauss.chi2stat; % Estatística Q-quad, O
menor valor indica o melhor ajuste
x_qui_teste_gauss = chi2inv(p_gauss,st_gauss.df); % O MAIOR
valor indica o melhor ajuste
%%qui_gauss_trecho(m1)=qui_teste_gauss;

```

```

%                               PDF                               Rayleigh
*****
    p2_qui=(xout./(sigma_ray^2)).*(exp(-
((xout.^2)/(2*sigma_ray^2))));
    % Teste Qui-quadrado PDF Rayleigh
    [h_ray,p_ray,st_ray] =
chi2gof(bins, 'ctrs',bins, 'frequency',n_pdf, 'expected',p2_qui, 'emin',0,
'nparams',1);
    st_ray_df=st_ray.df;
    qui_teste_ray=st_ray.chi2stat; % O menor valor indica o melhor
ajuste
    x_qui_teste_ray = chi2inv(p_ray,st_ray.df); % O MAIOR valor
indica o melhor ajuste
    %qui_ray_trecho(m1)=qui_teste_ray;
%                               PDF                               Rice
*****
    p3_qui=[];
    p3_qui_tot=[];
    sigma_rice_tot=[];
    k_rice_tot=[];
    r_zero_tot=[];
    h_rice_tot=[];
    p_rice_tot=[];
    st_rice_tot=[];
    st_rice_df_tot=[];
    qui_teste_rice_tot=[];
    x_qui_teste_rice_tot=[];
    k_min=0; % Valor mínimo de k
    k_inc=1; % Incremento de k
    k_max=50; % fator K de Rice máximo
    for k_rice=k_min:k_inc:k_max %fat_reduc*(1/(2*sigma^2));
<<<=== IMPORTANTE
        sigma_rice=mean(r)./(((sqrt(pi/2)*exp(-
k_rice/2)).*((1+k_rice).*(besseli(0,k_rice/2)))+...
(k_rice*besseli(1,k_rice/2))));
        r_zero=sqrt(k_rice*2*(sigma_rice^2));
        p3_qui=(xout./(sigma_rice^2)).*(exp(-((xout.^2+r_zero^2)/...
(2*sigma_rice^2)))).*besseli(0,(r_zero.*xout)/(sigma_rice^2));
        p3_qui_tot=[p3_qui_tot;p3_qui];%
    % Teste Qui-quadrado PDF Rice
    [h_rice,p_rice,st_rice] =
chi2gof(bins, 'ctrs',bins, 'frequency',n_pdf, 'expected',p3_qui, 'emin',0,
'nparams',2);
    qui_teste_rice=st_rice.chi2stat; % O menor valor indica o melhor
ajuste
    x_qui_teste_rice = chi2inv(p_rice,st_rice.df); % O MAIOR valor
indica o melhor ajuste
    % Acumula valores
    sigma_rice_tot=[sigma_rice_tot;sigma_rice];
    k_rice_tot=[k_rice_tot;k_rice];
    r_zero_tot=[r_zero_tot;r_zero];
    h_rice_tot=[h_rice_tot;h_rice];
    p_rice_tot=[p_rice_tot;p_rice];
    st_rice_tot=[st_rice_tot;st_rice];
    st_rice_df_tot=[st_rice_df_tot;st_rice.df];
    qui_teste_rice_tot=[qui_teste_rice_tot;qui_teste_rice];
    x_qui_teste_rice_tot=[x_qui_teste_rice_tot;x_qui_teste_rice];
    end
% -----
-----
% *** Valores finais da análise de Rice ***

```

```

% -----
% Valor mínimo da estatística QUI-QUADRADO
% -----
[Cmin,Imin] = min(qui_teste_rice_tot); %O menor valor indica o
melhor ajuste
    [Cmax,Imax] = max(x_who_teste_rice_tot);
    % Alternativamente poderia ser: [Cmax,Imax] =
max(x_who_teste_rice_tot); %O MAIOR valor indica o melhor ajuste
%-----
    %Guardar valores de Rice somente para o fator K com menor valor no
QUI-QUADRADO
    % IMPORTANTE: K=(Imin-1)é o valor K que ocasiona o menor resultado
no QUI-QUADRADO
    p3_fim=p3_tot(Imin,:);
    p3_who_fim=p3_who_tot(Imin,:);
    sigma_rice_fim=sigma_rice_tot(Imin);
    k_rice_fim=k_rice_tot(Imin);
    r_zero_fim=r_zero_tot(Imin);
    h_rice_fim=h_rice_tot(Imin);
    p_rice_fim=p_rice_tot(Imin);
    st_rice_fim=st_rice_tot(Imin);
    st_rice_df_fim=st_rice_df_tot(Imin);
    qui_teste_rice_fim=qui_teste_rice_tot(Imin);
    x_who_teste_rice_fim=x_who_teste_rice_tot(Imin);
    %qui_rice_trecho(m1)=qui_teste_rice_fim;
    % Teste Qui-quadrado para PDF pelo histograma usando a definição K
fixo %
    %quiquadrado=somatoio(valor observado-valor esperado)^2/valor
esperado
        quiquadrado_gauss=0;
        quiquadrado_ray=0;
        quiquadrado_rice_fixo=0;
        n_niveis=length(xout);
        I_kc=kc+1;
        for i=1:n_niveis
            quiquadrado_gauss=((n_pdf(i)-
p1_who(i))^2/p1_who(i))+quiquadrado_gauss;
            quiquadrado_ray=((n_pdf(i)-
p2_who(i))^2/p2_who(i))+quiquadrado_ray;
            quiquadrado_rice_fixo=((n_pdf(i)-
p3_who_tot(I_kc,i))^2/p3_who_tot(I_kc,i))+quiquadrado_rice_fixo;
        end
        %quiquadrado_gauss_trecho(m1)=quiquadrado_gauss;
        %quiquadrado_ray_trecho(m1)=quiquadrado_ray;
        % Teste Qui-quadrado para PDF Rice pelo histograma, usando a
definição, com K variando %
        %quiquadrado=somatório(valor observado-valor esperado)^2/valor
esperado
            quiquadrado_rice_tot=[];
            k_min=0; % Valor mínimo de k
            k_inc=1; % Incremento de k
            k_max=50; % fator K de Rice máximo
            % fat_reduc=0.001;
            for k_rice=k_min:k_inc:k_max %fat_reduc*(1/(2*sigma^2));
<<<=== IMPORTANTE
                % Teste Qui-quadrado PDF Rice
                quiquadrado_rice=0;
                I_k_rice=k_rice+1;
                for i=1:n_niveis
                    quiquadrado_rice=((n_pdf(i)-
p3_who_tot(I_k_rice,i))^2/p3_who_tot(I_k_rice,i))+quiquadrado_rice;

```

```

end
% Acumula valores
quiquadrado_rice_tot=[quiquadrado_rice_tot;quiquadrado_rice];
end
%-----
---
% *** Valores finais da análise de Rice pelo ***
% -----
----
% Valor mínimo da estatística QUI-QUADRADO usando a definição
% -----
-----
[Cdmin,Idmin] = min(quiquadrado_rice_tot); %O menor valor
indica o melhor ajuste
%Guardar valores de Rice somente para o fator K com menor valor no
QUI-QUADRADO usando a definição
% IMPORTANTE: K=(Idmin-1)é o valor K que ocasiona o menor
resultado no QUI-QUADRADO
p3_fimd=p3_tot(Idmin,:);
p3_qui_fimd=p3_qui_tot(Idmin,:);
sigma_rice_fimd=sigma_rice_tot(Idmin);
k_rice_fimd=k_rice_tot(Idmin);
r_zero_fimd=r_zero_tot(Idmin);
quiquadrado_rice_fim=quiquadrado_rice_tot(Idmin);
%quiquadrado_rice_trecho(m1)=quiquadrado_rice_fim;
% -----
--
%
% PDF Nakagami
*****
% -----
--
p4_qui=[];
p4_qui_tot=[];
%%sigma_nak_tot=[];
M_nak_tot=[];
%%r_zero_tot=[];
h_nak_tot=[];
p_nak_tot=[];
st_nak_tot=[];
st_nak_df_tot=[];
qui_teste_nak_tot=[];
x_qui_teste_nak_tot=[];
M_min=0.5; % Valor mínimo de M
M_inc=0.1; % Incremento de M
M_max=20; %5; % fator M de Nakagami máximo

for M_nak=M_min:M_inc:M_max %fat_reduc*(1/(2*sigma^2)); <<<===
IMPORTANTE
omega=mean(r.^2);
p4_qui=(( 2*((M_nak)^M_nak))/((gamma(M_nak))*(omega^M_nak
)))*(xout.^(2*M_nak-1)).*...
(exp(-(M_nak/omega).*(xout.^2)));
p4_qui_tot=[p4_qui_tot;p4_qui];
% Teste Qui-quadrado PDF Nakagami
[h_nak,p_nak,st_nak] =
chi2gof(bins,'ctrs',bins,'frequency',n_pdf,'expected',p4_qui,'emin',0,
'nparams',2);
qui_teste_nak=st_nak.chi2stat; % O menor valor indica o melhor
ajuste
x_qui_teste_nak = chi2inv(p_nak,st_nak.df); % O MAIOR valor
indica o melhor ajuste

```

```

% Acumula valores
  %% sigma_rice_tot=[sigma_rice_tot;sigma_rice];
  M_nak_tot=[M_nak_tot;M_nak];
  %% r_zero_tot=[r_zero_tot;r_zero];
  h_nak_tot=[h_nak_tot;h_nak];
  p_nak_tot=[p_nak_tot;p_nak];
  st_nak_tot=[st_nak_tot;st_nak];
  st_nak_df_tot=[st_nak_df_tot;st_nak.df];
  qui_teste_nak_tot=[qui_teste_nak_tot;qui_teste_nak];
  x_qui_teste_nak_tot=[x_qui_teste_nak_tot;x_qui_teste_nak];
end
% -----
----
% *** Valores finais da análise de Nakagami ***
% -----
----

% Valor mínimo da estatística QUI-QUADRADO
% -----
[Cmin,Imin] = min(qui_teste_nak_tot); %O menor valor indica o
melhor ajuste
[Cmax,Imax] = max(x_qui_teste_nak_tot);
% Alternativamente poderia ser: [Cmax,Imax] =
max(x_qui_teste_rice_tot); %O MAIOR valor indica o melhor ajuste
%Guardar valores de Nakagami somente para o fator M com menor
valor no QUI-QUADRADO
% IMPORTANTE: M=(Imin-1)é o valor M que ocasiona o menor
resultado no QUI-QUADRADO
p4_fim=p4_tot(Imin,:);
p4_qui_fim=p4_qui_tot(Imin,:);
%% sigma_rice_fim=sigma_rice_tot(Imin);
M_nak_fim=M_nak_tot(Imin);
%% r_zero_fim=r_zero_tot(Imin);
h_nak_fim=h_nak_tot(Imin);
p_nak_fim=p_nak_tot(Imin);
st_nak_fim=st_nak_tot(Imin);
st_nak_df_fim=st_nak_df_tot(Imin);
qui_teste_nak_fim=qui_teste_nak_tot(Imin);
x_qui_teste_nak_fim=x_qui_teste_nak_tot(Imin);
% Teste Qui-quadrado para PDF Nakagami pelo histograma, usando a
definição, com M variando %
%quiquadrado=somatório(valor observado-valor esperado)^2/valor
esperado
quiquadrado_nak_tot=[];
M_min=0; % Valor mínimo de M
M_inc=1; % Incremento de M
M_max=20; %5; % fator M de Nakagami máximo
% fat_reduc=0.001;
for M_nak=M_min:M_inc:M_max
% Teste Qui-quadrado PDF Rice
quiquadrado_nak=0;
I_M_nak=M_nak+1;
for i=1:n_niveis
quiquadrado_nak=((n_pdf(i)-
p4_qui_tot(I_M_nak,i))^2/p4_qui_tot(I_M_nak,i))+quiquadrado_nak;
end
% Acumula valores
quiquadrado_nak_tot=[quiquadrado_nak_tot;quiquadrado_nak];
end
% -----
% *** Valores finais da análise de Nakagami pelo ***

```

```

-----
% -----
----
% Valor mínimo da estatística QUI-QUADRADO usando a definição
% -----
-----
[Cdmin,Idmin] = min(quiquadrado_nak_tot); %O menor valor indica o
melhor ajuste
%Guardar valores de Nakagami somente para o fator M com menor
valor no QUI-QUADRADO usando a definição
% IMPORTANTE: K=(Idmin-1)é o valor K que ocasiona o menor
resultado no QUI-QUADRADO
p4_fimd=p4_tot(Idmin,:);
p4_qui_fimd=p4_qui_tot(Idmin,:);
%% sigma_rice_fimd=sigma_rice_tot(Idmin);
M_nak_fimd=M_nak_tot(Idmin);
%% r_zero_fimd=r_zero_tot(Idmin);
%% quiquadrado_nak_fim=quiquadrado_nak_tot(Idmin);
%% quiquadrado_nak_trecho(m1)=quiquadrado_nak_fim;
%PDF Alfa-Mi
*****
% -----
----

p5_qui=[];
p5_qui_tot=[];
%%sigma_nak_tot=[];
alfa_tot=[];
%%r_zero_tot=[];
h_alfa_tot=[];
p_alfa_tot=[];
st_alfa_tot=[];
st_alfa_df_tot=[];
qui_teste_alfa_tot=[];
x_qui_teste_alfa_tot=[];
A_min=0; % Valor mínimo de Alfa
A_inc=0.1; %1; % Incremento de Alfa
A_max=30; %5; % fator Alfa de Alfa-Mi máximo
for alfa=A_min:A_inc:A_max %fat_reduc*(1/(2*sigma^2)); <<<==
IMPORTANTE
Mi = (mean (r.^alfa).^2)./(mean(r.^(2*alfa))-
(mean(r.^alfa)^2));
alfa_root_mean=(mean(r.^alfa)).^(1/alfa);
p5_qui=((alfa*(Mi^Mi)*(xout.^((alfa*Mi)-
1)))./(alfa_root_mean.^(alfa*Mi).* gamma(Mi))).*...
exp(-Mi.*(xout.^alfa./alfa_root_mean.^alfa));
p5_qui_tot=[p5_qui_tot;p5_qui];
% Teste Qui-quadrado PDF Alfa-Mi
[h_alfa,p_alfa,st_alfa] =
chi2gof(bins, 'ctrs',bins, 'frequency',n_pdf, 'expected', p5_qui, 'emin', 0,
'nparams', 2);
qui_teste_alfa=st_alfa.chi2stat; % O menor valor indica o melhor
ajuste
x_qui_teste_alfa = chi2inv(p_alfa,st_alfa.df); % O MAIOR valor
indica o melhor ajuste

% Acumula valores
%% sigma_rice_tot=[sigma_rice_tot;sigma_rice];
alfa_tot=[alfa_tot;alfa];
h_alfa_tot=[h_alfa_tot;h_alfa];
p_alfa_tot=[p_alfa_tot;p_alfa];
st_alfa_tot=[st_alfa_tot;st_alfa];
st_alfa_df_tot=[st_alfa_df_tot;st_alfa.df];

```

```

qui_teste_alfa_tot=[qui_teste_alfa_tot;qui_teste_alfa];
x_qui_teste_alfa_tot=[x_qui_teste_alfa_tot;x_qui_teste_alfa];
end
% -----
% *** Valores finais da análise de Alfa-Mi ***
% -----
% Valor mínimo da estatística QUI-QUADRADO
% -----
[Cmin,Imin] = min(qui_teste_alfa_tot); %O menor valor indica o
melhor ajuste
[Cmax,Imax] = max(x_qui_teste_alfa_tot);
% Alternativamente poderia ser: [Cmax,Imax] =
max(x_qui_teste_rice_tot); %O MAIOR valor indica o melhor ajuste
%-----
%Guardar valores de Alfa-Mi somente para o fator Alfa com
menor valor no QUI-QUADRADO
% IMPORTANTE: M=(Imin-1)é o valor M que ocasiona o menor
resultado no QUI-QUADRADO
p5_fim=p5_tot(Imin,:);
p5_qui_fim=p5_qui_tot(Imin,:);
%% sigma_rice_fim=sigma_rice_tot(Imin);
alfa_fim=alfa_tot(Imin);
%% r_zero_fim=r_zero_tot(Imin);
h_alfa_fim=h_alfa_tot(Imin);
p_alfa_fim=p_alfa_tot(Imin);
st_alfa_fim=st_alfa_tot(Imin);
st_alfa_df_fim=st_alfa_df_tot(Imin);
qui_teste_alfa_fim=qui_teste_alfa_tot(Imin);
x_qui_teste_alfa_fim=x_qui_teste_alfa_tot(Imin);
%% qui_nak_trecho(m1)=qui_teste_nak_fim;
%% Teste Qui-quadrado para PDF pelo histograma usando a
definição K, M e alfa fixos %
%quiquadrado=somatório(valor observado-valor esperado)^2/valor
esperado
quiquadrado_gauss=0;
quiquadrado_ray=0;
quiquadrado_rice_fixo=0;
quiquadrado_nak_fixo=0;
quiquadrado_alfa_fixo=0;
n_niveis=length(xout);
I_kc=kc+1;
I_M=M_nakc+1;
I_A=alfac+1;
for i=1:n_niveis
quiquadrado_gauss=((n_pdf(i)-
p1_qui(i))^2/p1_qui(i))+quiquadrado_gauss;
quiquadrado_ray=((n_pdf(i)-
p2_qui(i))^2/p2_qui(i))+quiquadrado_ray;
quiquadrado_rice_fixo=((n_pdf(i)-
p3_qui_tot(I_kc,i))^2/p3_qui_tot(I_kc,i))+quiquadrado_rice_fixo;
quiquadrado_nak_fixo=((n_pdf(i)-
p4_qui_tot(I_M,i))^2/p4_qui_tot(I_M,i))+quiquadrado_nak_fixo;
quiquadrado_alfa_fixo=((n_pdf(i)-
p5_qui_tot(I_A,i))^2/p5_qui_tot(I_A,i))+quiquadrado_alfa_fixo;
end
quiquadrado_alfa_tot=[];
A_min=0; % Valor mínimo de Alfa
A_inc=1; % Incremento de Alfa
A_max=30; %5; % fator Alfa de Alfa-Mi máximo
for alfa=A_min:A_inc:A_max
% Teste Qui-quadrado PDF Alfa-Mi

```

```

    quiquadrado_alfa=0;
    I_alfa=alfa+1;
    for i=1:n_niveis
        quiquadrado_alfa=((n_pdf(i)-
p5_qui_tot(I_alfa,i))^2/p5_qui_tot(I_alfa,i))+quiquadrado_alfa;
    end
    % Acumula valores
    quiquadrado_alfa_tot=[quiquadrado_alfa_tot;quiquadrado_alfa];
    end
    %-----
---
    % *** Valores finais da análise de Alfa-Mi pelo ***
    % -----
----
    % Valor mínimo da estatística QUI-QUADRADO usando a definição
    % -----
-----
    [Cdmin,Idmin] = min(quiquadrado_alfa_tot); %O menor valor
indica o melhor ajuste
    %Guardar valores de Alfa-Mi somente para o fator Alfa com
menor valor no QUI-QUADRADO usando a definição
    % IMPORTANTE: K=(Idmin-1)é o valor K que ocasiona o menor
resultado no QUI-QUADRADO
    p5_fimd=p5_tot(Idmin,:);
    p5_qui_fimd=p5_qui_tot(Idmin,:);
    %% sigma_rice_fimd=sigma_rice_tot(Idmin);
    alfa_fimd=alfa_tot(Idmin);
    %% r_zero_fimd=r_zero_tot(Idmin);
    quiquadrado_alfa_fim=quiquadrado_alfa_tot(Idmin);
    % -----
    % Desenho dos valores finais da PDF calculada da pequena área
    % -----
    Valor_kf=int2str(k_rice_fim);
    Valor_Mf=int2str(M_nak_fim);
    Valor_Af=int2str(alfa_fim);
    figure(1)
    subplot(3,2,1:2)
    bar(xout,n_pdf,'c');zoom on,grid on;
    hold on;
    plot(r,p1,'--g','LineWidth',2);
    plot(r,p2,'-r','LineWidth',2);
    plot(r,p3_fim,'-.b','LineWidth',2);
    plot(r,p4_fim,'-.y','LineWidth',2);
    plot(r,p5_fim,'-.m','LineWidth',2);
    h = legend('fdp Empirica','Gauss','Rayleigh',['Rice -
k=',Valor_kf],2,['Nakagami - m=',Valor_Mf],2,...
    ['Alpha-mu - alpha=',Valor_Af],2,'Location','NorthEast');
    set(h,'Interpreter','none');
    titulo=({'Valores finais calculados para o desvanecimento em
pequena área - Setor ',setor,':'};...
    '(a) Comparação da fdp de Gauss, Rayleigh, Rice, Nakagami e
\alpha-\mu}');
    title(titulo, 'FontSize', 12);
    xlabel('r [normalizado]', 'FontSize',9)
    ylabel('fdp', 'FontSize', 10)
    hold off
    %%saveas(figure(2),['figbsetor_',setor], 'jpg');
    %% Cálcula da Taxa de cruzamento de níveis e duração média de
fading
    %-----
-----

```

```

% Cálculo da taxa de cruzamentos de nível e tempo
% médio de desvanecimento teóricos por Rayleigh
%-----
-----
sinal_RMS=norm(sinal_ord)/sqrt(length(sinal_ord)); % Valor RMS
do sinal
Ro=sinal_ord./sinal_RMS;
Ro_db=20*log10(Ro); % Ro em dB
NR_Ray=(sqrt(2*pi).*Ro.*exp(-(Ro.^2)));
%%Nc_Ray=NR_Ray.*(20*10^-3);
AFD_Ray=((exp(Ro.^2))-1)./(Ro.*sqrt(2*pi));
NR_Ray=NR_Ray./max(NR_Ray); % Normaliza para o valor máximo
AFD_Ray=AFD_Ray./max(AFD_Ray); % Normaliza para o valor máximo
%-----
-----
% Calculo do numero de cruzamentos de nível e tempo
% médio de desvanecimento teóricos por Rice
%-----
-----
NR_Rice=(sqrt((2*pi*(1+k_rice_fim)))).*Ro.*(exp((-k_rice_fim-
((1+k_rice_fim)).*(Ro.^2))))*(besseli(0,2.*Ro.*(sqrt(k_rice_fim.*(1+k
_rice_fim)))));
%Nc_Rice=NR_Rice.*(20*10^-3);
AFD_rice=(1-
marcumq(sqrt(2.*k_rice_fim),sqrt(2.*(1+k_rice_fim).*Ro.^2))./(NR_Rice
));
NR_Rice=NR_Rice./max(NR_Rice); % Normaliza para o valor máximo
AFD_rice=AFD_rice./max(AFD_rice); % Normaliza para o valor
máximo
%-----
-----
% Calculo do numero de cruzamentos de nível e tempo
% médio de desvanecimento teóricos por Nakagami
%-----
-----
NR_nak=((sqrt(2*pi))*(M_nak_fim^(M_nak_fim
0.5)).*(Ro.^(2*M_nak_fim
1)).*(exp(-
M_nak_fim.*(Ro.^2))))./(gamma(M_nak_fim));
AFD_nak=((gammainc(M_nak_fim.*(Ro.^2),M_nak_fim)).*(exp(M_nak_fim.
*(Ro.^2))))./(sqrt(2*pi).*(M_nak_fim.^(2*M_nak_fim
1))))*(Ro.^(2.*M_nak_fim - 1));
NR_nak=NR_nak./max(NR_nak); % Normaliza para o valor máximo
AFD_nak=AFD_nak./max(AFD_nak);
%-----
-----
% Calculo do numero de cruzamentos de nível e tempo
% médio de desvanecimento teóricos por Alfa-Mi
%-----
-----
sinal_RMS_alfa=((mean(sinal_ord.^alfa_fim)).^(1./alfa_fim)); %
Valor RMS do sinal
Ro_alfa=sinal_ord./sinal_RMS_alfa;
Ro_db_alfa=20*log10(Ro_alfa); % Ro em dB
NR_alfa=((sqrt(2*pi)).*(Ro_alfa.^(alfa_fim*(Mi-
0.5))))*(Mi^(Mi-0.5)).*(exp(-Mi.*(Ro_alfa.^(alfa_fim))))/(gamma(Mi));
AFD_alfa=
(((gammainc(Mi.*(Ro_alfa.^(alfa_fim)),Mi)).*(exp(Mi.*(Ro_alfa.^(alfa_
fim))))))./(sqrt(2*pi)).*(Ro_alfa.^(alfa_fim*(Mi-0.5)))*(Mi^(Mi-
0.5)));
NR_alfa=NR_alfa./max(NR_alfa); % Normaliza para o valor máximo

```

```

        AFD_alfa=AFD_alfa./max(AFD_alfa); % Normaliza para o valor
máximo
        %-----
----
        % Calculo do numero de cruzamentos de nível e tempo
        % médio de desvanecimento a partir dos dados do sinal medido
(empírico)
        %-----
----
        sig_RMS=norm(sinal_ord)/sqrt(length(sinal_ord)); % Valor RMS do
sinal
        Ro_thr=sinal./sig_RMS;
        thri=linspace(0.1,(max(Ro_thr)),250); % Determina níveis
        thr=(thri(1:(length(thri)-1))); % Determina níveis em todo o
intervalo
        thr_norm_db=20*log10(thr); % Passa para dB
        %-----
----
        % Calcula a taxa de cruzamento e duração média do desvanecimento
para cada limite
        % -----
----
        lcf=zeros(size(thr));
        afd=zeros(size(thr));
        temp_am=1/taxa; %Período de uma amostra
        for i = 1:length(thr),
        %-----
----
        % Taxa de cruzamento de nível
        % -----
----
        tmp = ( Ro_thr > thr(i) );
        %tmp = ( sinal > thr(i) );
        tmp = diff( tmp );
        lcf( i ) = sum( tmp==1 );
        %-----
----
        tmp_afd = (Ro_thr < thr(i));
        %tmp_afd = (sinal < thr(i));
        afd (i)=((sum(tmp_afd==1))/menor_setor)/(lcf( i ));% Prob. /
Nc % divide pela quantidade de amostras pelo setor
        end
        lcf=lcf/tempo_setor;% divide pelo tempo de duração do setor
        lcf_fm=lcf/(40/tempo_setor); % divide pelo máximo desvio da
frequencia
        afd=afd*tempo_setor;% Multiplica pela duração de um setor
        afdx_fm=afd*(40/tempo_setor);% multiplica pelo máximo desvio da
frequencia
        lcf=(lcf./max(lcf));% Normaliza para o valor máximo
        lcf_fm=(lcf_fm./max(lcf_fm));% Normaliza para o valor máximo
        afd=(afd./max(afd)); % Normaliza para o valor máximo
        afdx_fm=(afdx_fm./max(afdx_fm)); % Normaliza para o valor máximo
        %-----
----
        % Calculo do numero de cruzamentos de nível e tempo médio de
desvanecimento a partir dos dados do sinal medido (empírico)
considerando
        % fdp alpha-mu
        %-----
----

```

```

sig_RMS_alfa=(mean(sinal_ord.^alfa_fim)).^(1./alfa_fim); %
Valor RMS do sinal
    Ro_thr_alfa=sinal./sig_RMS_alfa; % patamar alfa-mu
    thri_alfa=linspace(0.1,(max(Ro_thr_alfa)),250);
    thr_alfa=(thri_alfa(1:(length(thri_alfa)-1)));
    %%thr=linspace(0.1,sqrt(10),250); % Determina níveis
    %%thr=linspace(min(Ro_thr),max(Ro_thr),length(Ro_thr)); %
Determina níveis em todo o intervalo
    thr_norm_db_alfa=20*log10(thr_alfa); % Passa para dB
    lcf_alfa=zeros(size(thr_alfa));
    afd_alfa=zeros(size(thr_alfa));
    %%temp_am=1/1220; % Período de uma amostra
for i = 1:length(thr_alfa),
%-----
----
    % Taxa de cruzamento de nível
    % -----
----
    tmp_alfa = ( Ro_thr_alfa > thr_alfa(i) );
    %tmp = ( sinal > thr(i) );
    tmp_alfa = diff( tmp_alfa );
    lcf_alfa( i ) = sum( tmp_alfa==1 );
%-----
----
    tmp_afd_alfa = (Ro_thr_alfa < thr_alfa(i));
    %tmp_afd = (sinal < thr(i));
    afd_alfa (i)=((sum(tmp_afd_alfa==1))/menor_setor)/(lcf_alfa( i
));% Prob. / Nc % divide pela quantidade de amostras pelo setor
    end
    lcf_alfa=lcf_alfa/tempo_setor;% divide pelo tempo de duração do
setor
    lcf_fm_alfa=lcf_alfa/(40/tempo_setor);% divide pelo máximo desvio
da frequencia
    afd_alfa=afd_alfa*tempo_setor;% Multiplica pelo tempo de
aquisição de um setor,
    afdx_fm_alfa=afd_alfa*(40/tempo_setor);% multiplica pelo máximo
desvio da frequencia
    lcf_alfa=(lcf_alfa./max(lcf_alfa));% Normaliza para o valor
máximo
    lcf_fm_alfa=(lcf_fm_alfa./max(lcf_fm_alfa));% Normaliza para o
valor máximo
    afd_alfa=(afd_alfa./max(afd_alfa)); % Normaliza para o valor
máximo
    afdx_fm_alfa=(afdx_fm_alfa./max(afdx_fm_alfa)); % Normaliza para
o valor máximo
%-----
----
    % Gráfico do numero de cruzamentos de nível por Rayleigh,Rice,
Nakagami e do Sinal medido
%-----
----
    subplot(3,2,[3 5])
%figure
    semilogy(Ro_db,NR_Ray, '-r','LineWidth',2)
    axis([-25 5 10^-5 10^0.5]); % Limita os eixos
    zoom on,grid on
    hold on
    semilogy(Ro_db,NR_Rice, '-.b','LineWidth',2)
    hold on
    semilogy(Ro_db,NR_nak, '-.y','LineWidth',2)
    hold on

```

```

%semilogy(Ro_db_alfa,NR_alfa,'-.m','LineWidth',2)
%hold on
    semilogy(thr_norm_db,lcf_fm,'ok','MarkerSize',3)
    ylabel('Nr / fm','FontSize',10)
    xlabel('\rho (dB)','FontSize',9)
    titulo=({'(b) Taxa de Cruzamento de Nível Normalizada'});
    title(titulo, 'FontSize',8);
    legend('Teórica - Rayleigh','Teórica - Rice','Teórica -
Nakagami',...
        'Medida','Location','southeast')
    hold off
    %%saveas(figure(3),['figcsetor_',setor],'jpg');
    %-----
    ----
    % Gráfico do numero do tempo médio de desvanecimento por
    Rayleigh,Rice e do Sinal medido
    %-----
    ----

    subplot(3,2,[4 6])
    %%figure
    semilogy(Ro_db,AFD_Ray,'-r','LineWidth',2)
    axis([-25 5 10^-5 10^0.5]); % Limita os eixos
    zoom on,grid on
    hold on
    semilogy(Ro_db,AFD_rice,'-.b','LineWidth',2)
    hold on
    semilogy(Ro_db,AFD_nak,'-.y','LineWidth',2)
    hold on
    %semilogy(Ro_db_alfa,AFD_alfa,'-.m','LineWidth',2)
    %hold on
    semilogy(thr_norm_db,afdx_fm,'ok','MarkerSize',3)
    ylabel('Tr * fm','FontSize',10)
    xlabel('\rho (dB)','FontSize',9)
    titulo=({'(c) Duração Média de Desvanecimento Normalizada'});
    title(titulo, 'FontSize',8);
    legend('Teórica - Rayleigh','Teórica - Rice','Teórica -
Nakagami',...
        'Medida','Location','southeast')
    hold off
    saveas(figure(1),['Desv_Rapido_Setor_',setor],'png');
    %%saveas(figure(4),['figdsetor_',setor],'jpg');
    figure(60)
    subplot(3,2,1:2)
    bar(xout,n_pdf,'c');zoom on,grid on;
    %%plot(xout,n_pdf,'.m')
    hold on;
    plot(r,p1,'--g','LineWidth',2);
    plot(r,p2,'-r','LineWidth',2);
    plot(r,p3_fim,'-.b','LineWidth',2);
    plot(r,p4_fim,'-.y','LineWidth',2);
    plot(r,p5_fim,'-.m','LineWidth',2);
    h = legend('fdp Empirica','Gauss','Rayleigh',['Rice -
k=',Valor_kf],2,['Nakagami - m=',Valor_Mf],2,...
        ['Alpha-mu - alpha=',Valor_Af],2,'Location','northeast');
    set(h,'Interpreter','none');
    titulo=({'Valores finais calculados para o desvanecimento em
pequena área - Setor ',setor,':'});...
    '(a) Comparação da fdp de Gauss, Rayleigh, Rice, Nakagami e
\alpha-\mu');
    title(titulo, 'FontSize', 12);
    xlabel('r [normalizado]', 'FontSize',9)

```

```

ylabel('fdp', 'FontSize', 10)
hold off
subplot(3,2,[3 5])
%%figure
semilogy(Ro_db_alfa,NR_alfa,'-.m','LineWidth',2)
axis([-25 5 10^-5 10^0.5]); % Limita os eixos
zoom on,grid on
hold on
semilogy(thr_norm_db,lcf_fm,'ok','MarkerSize',3)
ylabel('Nr / fm','FontSize',10)
xlabel('\rho* (dB)','FontSize',9)
titulo=({'(d) Taxa de Cruzamento de Nível Normalizada'});
title(titulo, 'FontSize',8);
legend('Teórica - \alpha-\mu', 'Medida', 'Location', 'southeast')
hold off
subplot(3,2,[4 6])
%%figure
semilogy(Ro_db_alfa,AFD_alfa,'-.m','LineWidth',2)
zoom on,grid on
hold on
semilogy(thr_norm_db,afdx_fm,'ok','MarkerSize',3)
axis([-25 5 10^-5 10^0.5]); % Limita os eixos
ylabel('Tr * fm','FontSize',10)
xlabel('\rho* (dB)','FontSize',9)
titulo=({'(e) Duração Média de Desvanecimento Normalizada'});
title(titulo, 'FontSize',8);
legend('Teórica - \alpha-\mu', 'Medida', 'Location', 'southeast')
hold off
saveas(figure(60),['N_T_com_alfa_Setor_',setor],'png');
% Acumula os valores de todos os setores do trecho %
% Acumula valores das pequenas áreas do trecho
% -----
---- r_trecho=[r_trecho; r]; % Observar a retirada do pt e vg (;)
n_trecho=[n_trecho;n];
xout_trecho=[xout_trecho;xout];
n_pdf_trecho=[n_pdf_trecho;n_pdf];
p1_trecho=[p1_trecho; p1]; % Observar a retirada do pt e vg (;)
p2_trecho=[p2_trecho; p2]; % Observar a retirada do pt e vg (;)
p3_rice_trecho=[p3_rice_trecho; p3_fim];%Observar retirada do pt e
vg (;)
p4_nak_trecho=[p4_nak_trecho; p4_fim];
p5_alfa_trecho=[p5_alfa_trecho; p5_fim];
p1_qui_trecho=[p1_qui_trecho;p1_qui];
p2_qui_trecho=[p2_qui_trecho;p2_qui];
p3_rice_qui_trecho=[p3_rice_qui_trecho;p3_qui_fim];
p4_nak_qui_trecho=[p4_nak_qui_trecho;p4_qui_fim];
p5_alfa_qui_trecho=[p5_alfa_qui_trecho;p5_qui_fim];
h_gauss_trecho=[h_gauss_trecho; h_gauss];
p_gauss_trecho=[p_gauss_trecho; p_gauss];
st_gauss_trecho=[st_gauss_trecho; st_gauss];
st_gauss_df_trecho=[st_gauss_df_trecho; st_gauss_df];
qui_teste_gauss_trecho=[qui_teste_gauss_trecho;
qui_teste_gauss];
x_qui_teste_gauss_trecho=[x_qui_teste_gauss_trecho;
x_qui_teste_gauss];
h_ray_trecho=[h_ray_trecho; h_ray];
p_ray_trecho=[p_ray_trecho; p_ray];
st_ray_trecho=[st_ray_trecho; st_ray];
st_ray_df_trecho=[st_ray_df_trecho; st_ray_df];
qui_teste_ray_trecho=[qui_teste_ray_trecho; qui_teste_ray];

```

```

        x_qui_teste_ray_trecho=[x_qui_teste_ray_trecho;
x_qui_teste_ray];
        sigma_rice_trecho=[sigma_rice_trecho; sigma_rice_fim];
        k_rice_trecho=[k_rice_trecho;k_rice_fim];
        r_zero_trecho=[r_zero_trecho;r_zero_fim];
        h_rice_trecho=[h_rice_trecho;h_rice_fim];
        p_rice_trecho=[p_rice_trecho;p_rice_fim];
        st_rice_trecho=[st_rice_trecho;st_rice_fim];
        st_rice_df_trecho=[st_rice_df_trecho;st_rice_df_fim];

qui_teste_rice_trecho=[qui_teste_rice_trecho;qui_teste_rice_fim];

x_qui_teste_rice_trecho=[x_qui_teste_rice_trecho;x_qui_teste_rice_fim]
;

        %sigma_rice_trecho=[sigma_rice_trecho; sigma_rice_fim];
        M_nak_trecho=[M_nak_trecho;M_nak_fim];
        %%r_zero_trecho=[r_zero_trecho;r_zero_fim];
        h_nak_trecho=[h_nak_trecho;h_nak_fim];
        p_nak_trecho=[p_nak_trecho;p_nak_fim];
        st_nak_trecho=[st_nak_trecho;st_nak_fim];
        st_nak_df_trecho=[st_nak_df_trecho;st_nak_df_fim];
        qui_teste_nak_trecho=[qui_teste_nak_trecho;qui_teste_nak_fim];

x_qui_teste_nak_trecho=[x_qui_teste_nak_trecho;x_qui_teste_nak_fim];
        %sigma_rice_trecho=[sigma_rice_trecho; sigma_rice_fim];
        alfa_trecho=[alfa_trecho;alfa_fim];
        %r_zero_trecho=[r_zero_trecho;r_zero_fim];
        h_alfa_trecho=[h_alfa_trecho;h_alfa_fim];
        p_alfa_trecho=[p_alfa_trecho;p_alfa_fim];
        st_alfa_trecho=[st_alfa_trecho;st_alfa_fim];
        st_alfa_df_trecho=[st_alfa_df_trecho;st_alfa_df_fim];

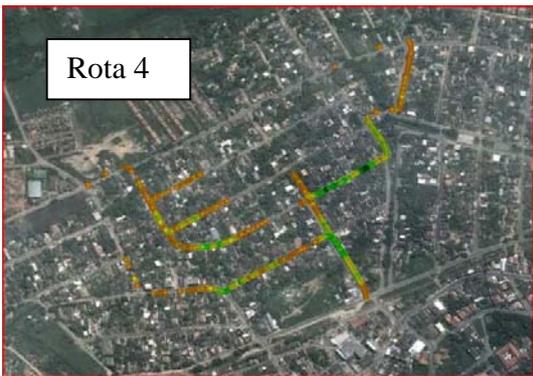
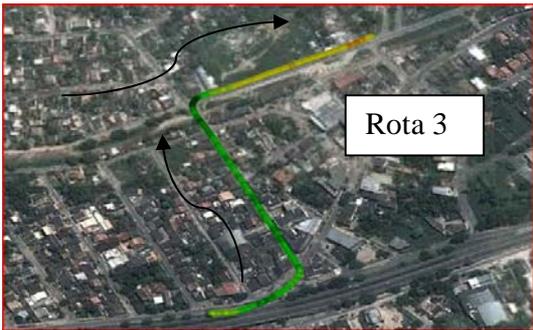
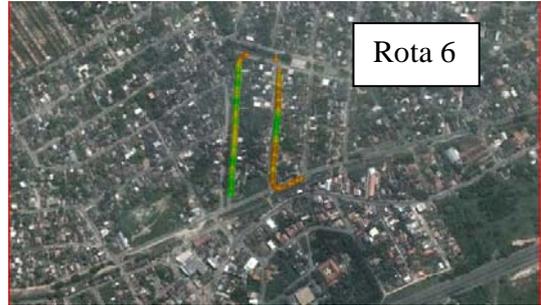
qui_teste_alfa_trecho=[qui_teste_alfa_trecho;qui_teste_alfa_fim];

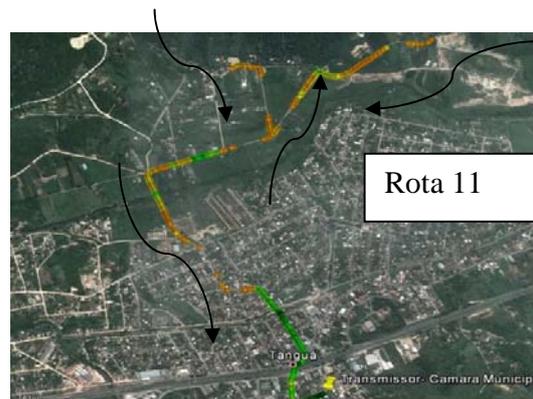
x_qui_teste_alfa_trecho=[x_qui_teste_alfa_trecho;x_qui_teste_alfa_fim]
;

        end
        % Salva arquivo com valores finais de todas as pequenas áreas
        % -----
        %%arquivo_saida2=strcat('dados_pdf_teste_qui_Rota_Baker.mat');
        arquivo_saida2=strcat('Dados_pdf_teste_qui_final_Rotal.mat');
        nome_arq=strcat(arquivo_saida2);
        save(nome_arq,'ndBm_trecho','V_trecho','r_trecho','n_trecho','xout
        _trecho','n_pdf_trecho','pl_trecho','p2_trecho','p3_rice_trecho','p4_n
        ak_trecho','p5_alfa_trecho','p1_qui_trecho','p2_qui_trecho','p3_rice_q
        ui_trecho','p4_nak_qui_trecho','p5_alfa_qui_trecho','h_gauss_trecho',
        'p_gauss_trecho','st_gauss_trecho','st_gauss_df_trecho','qui_teste
        _gauss_trecho','x_qui_teste_gauss_trecho','h_ray_trecho','p_ray_trecho
        ','st_ray_trecho','st_ray_df_trecho','qui_teste_ray_trecho','x_qui_tes
        te_ray_trecho','sigma_rice_trecho','k_rice_trecho','h_rice_trecho','p_
        rice_trecho','st_rice_trecho','st_rice_df_trecho','qui_teste_rice_trec
        ho','x_qui_teste_rice_trecho','M_nak_trecho','h_nak_trecho','p_nak_tre
        cho','st_nak_trecho','st_nak_df_trecho','qui_teste_nak_trecho','x_qui_
        teste_nak_trecho','alfa_trecho','h_alfa_trecho','p_alfa_trecho','st_al
        fa_trecho','st_alfa_df_trecho','qui_teste_alfa_trecho','x_qui_teste_al
        fa_trecho');
        %*****
        *****
        % Fim
        %*****

```

APÊNDICE B





Figuras dos Modelos de Cobertura das 11 rotas sondadas

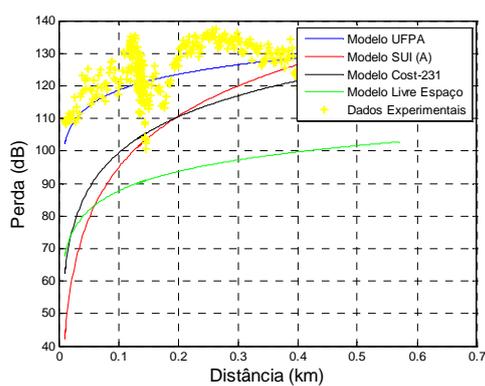


Figura 1 - PerdaXdistanciaRota1_SUI(A)

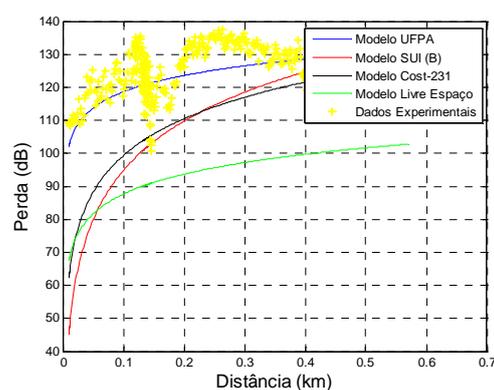


Figura 3 - PerdaXdistanciaRota1_SUI2

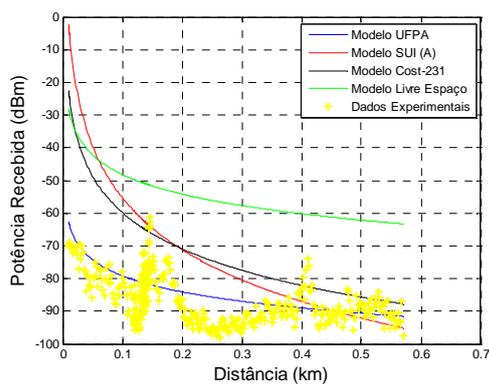


Figura 2 - PotenciaXdistanciaRota1_SUI(A)

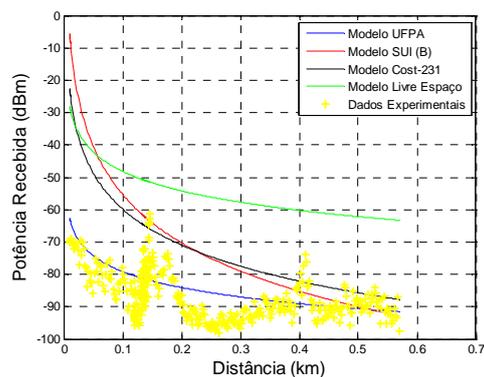


Figura 4 - PotenciaXdistanciaRota1_SUI2

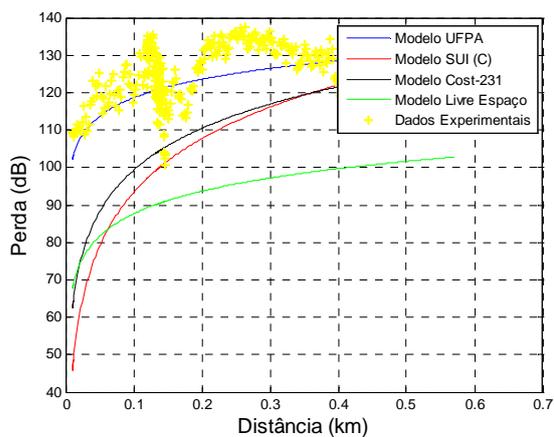


Figura 5 - PerdaXdistanciaRota1_SUI3

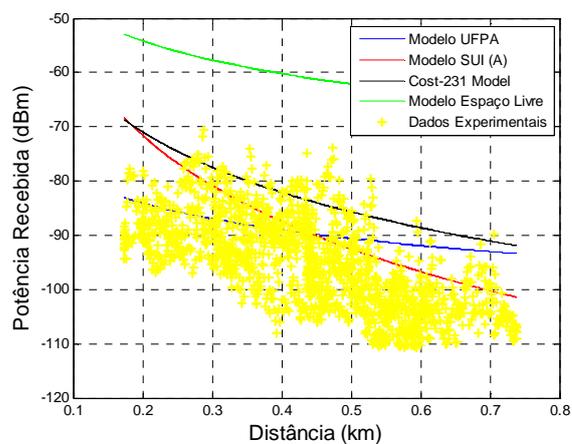


Figura 8 - PotenciaXdistanciaRota2_SUI1

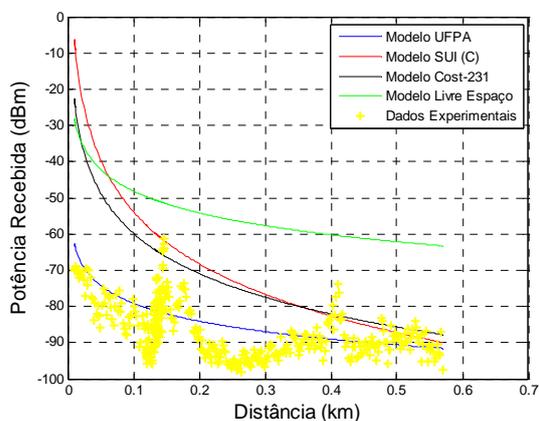


Figura 6 - PotenciaXdistanciaRota1_SUI3

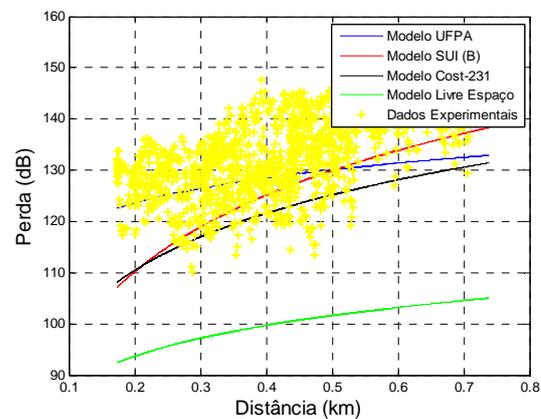


Figura 9 - PerdaXdistanciaRota2_SUI2

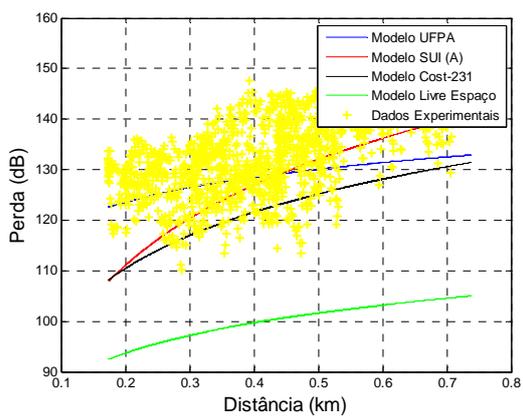


Figura 7 - PerdaXdistanciaRota2_SUI1

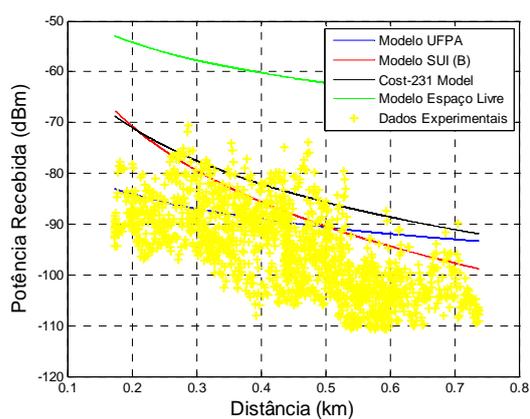


Figura 10 - PotenciaXdistanciaRota2_SUI2

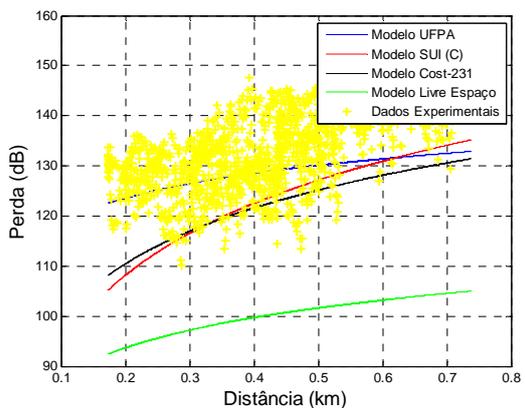


Figura 11 - PerdaXdistanciaRota2_SUI3

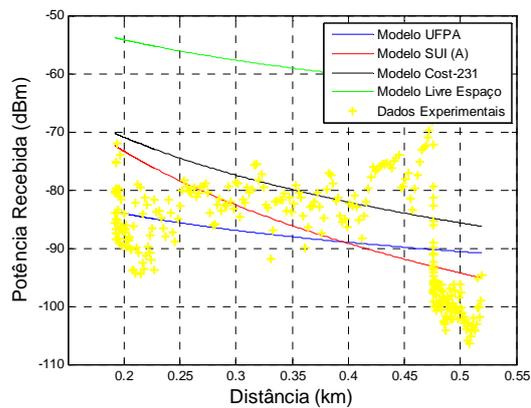


Figura 14 - PotenciaXdistanciaRota3_SUI1

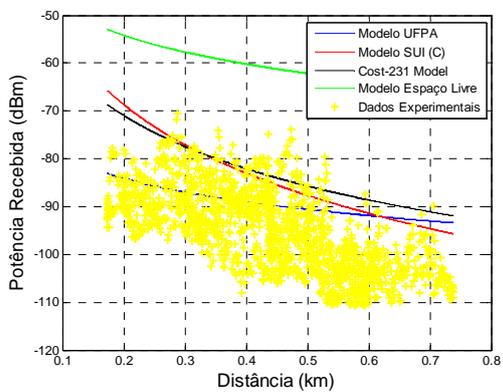


Figura 12 - PotenciaXdistanciaRota2_SUI3

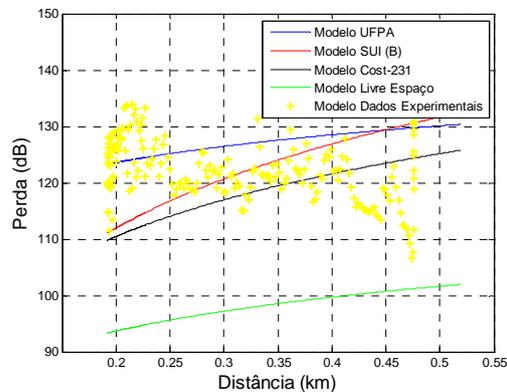


Figura 15 - PerdaXdistanciaRota3_SUI2

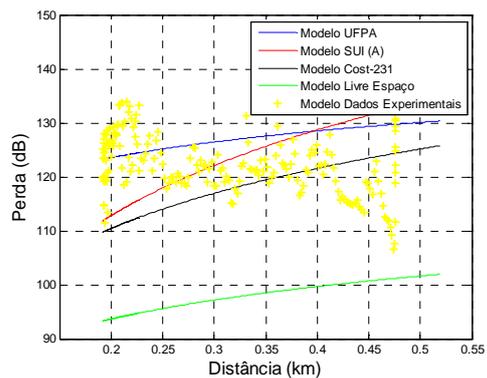


Figura 13 - PerdaXdistanciaRota3_SUI1

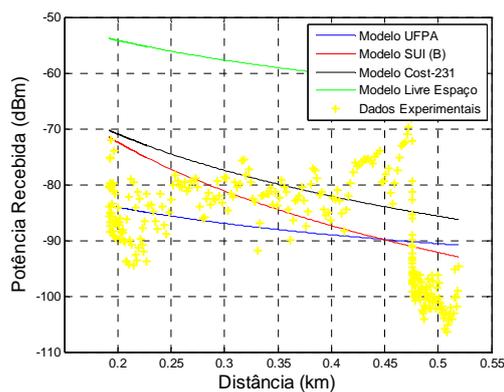


Figura 16 - PotenciaXdistanciaRota3_SUI2

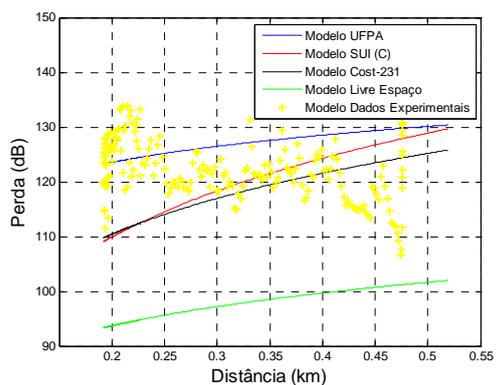


Figura 17 - PerdaXdistancaRota3_SUI3

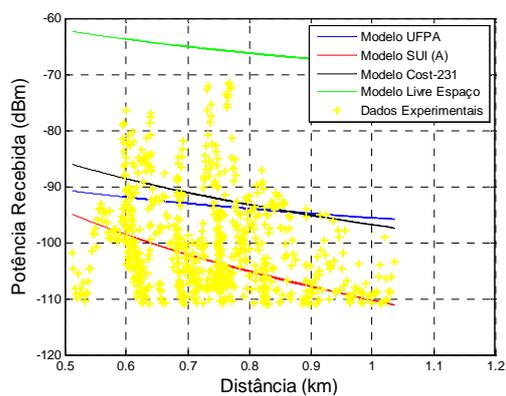


Figura 20 - PotenciaXdistancaRota4_SUI1

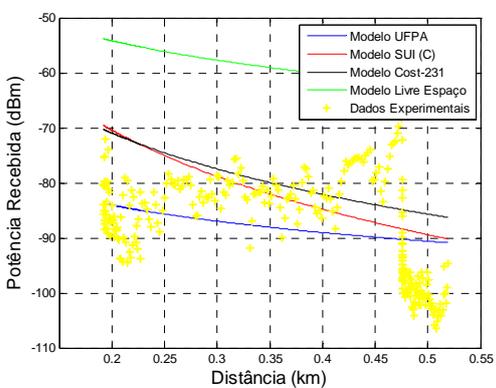


Figura 18 - PotenciaXdistancaRota3_SUI3

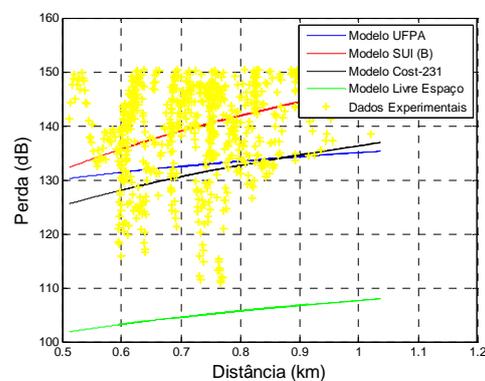


Figura 21 - PerdaXdistancaRota4_SUI2

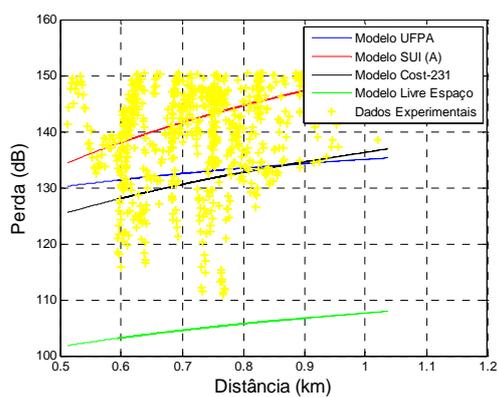


Figura 19 - PerdaXdistancaRota4_SUI1

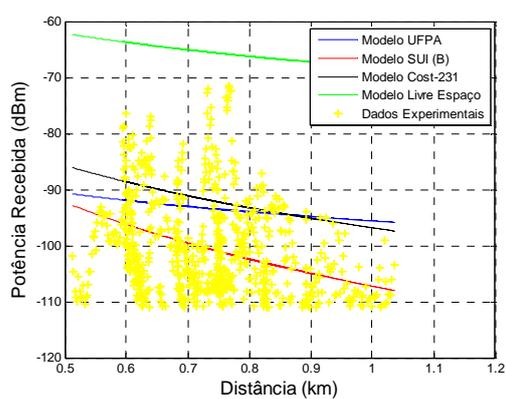


Figura 22 - PotenciaXdistancaRota4_SUI2

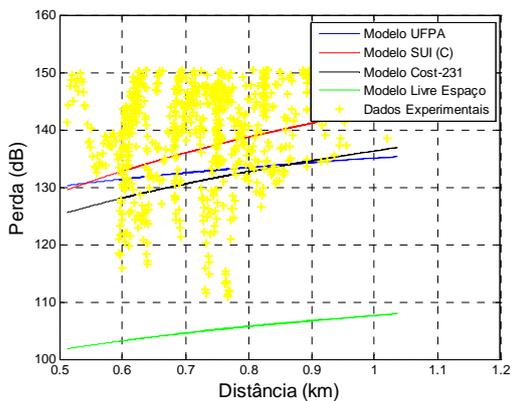


Figura 23 - PerdaXdistanciaRota4_SUI3

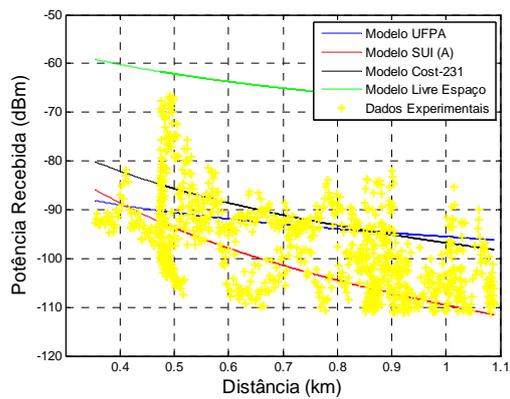


Figura 26 - PotenciaXdistanciaRota5_SUI1

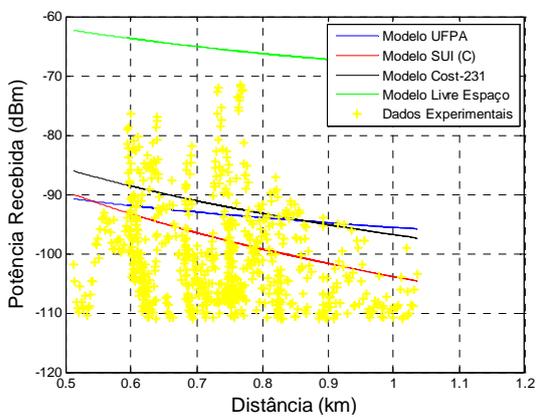


Figura 24 - PotenciaXdistanciaRota4_SUI3

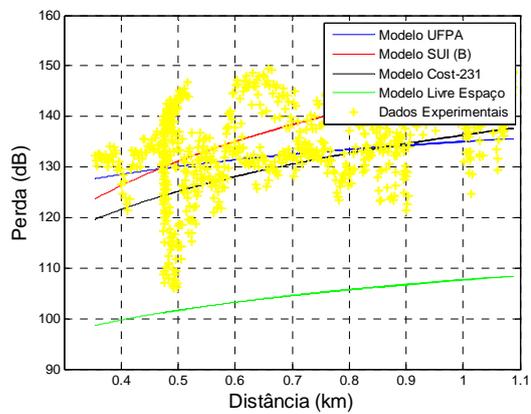


Figura 27 - PerdaXdistanciaRota5_SUI2

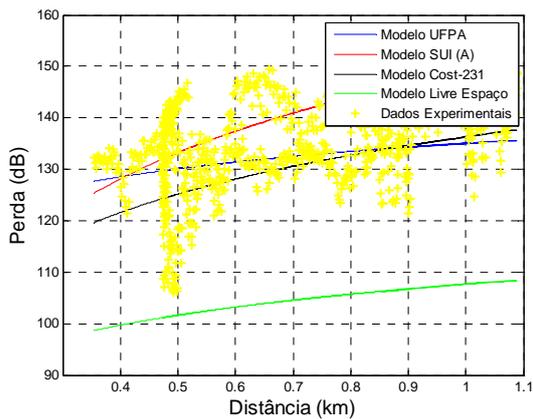


Figura 25 - PerdaXdistanciaRota5_SUI1

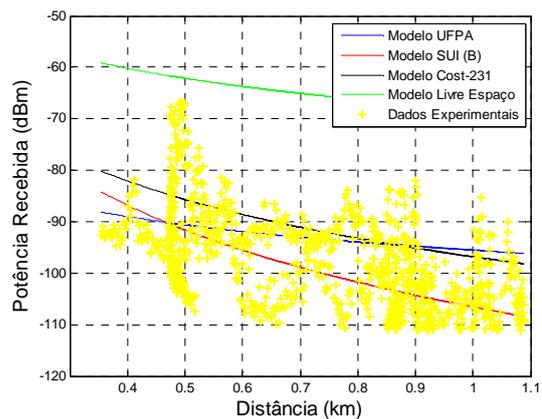


Figura 28 - PotenciaXdistanciaRota5_SUI2

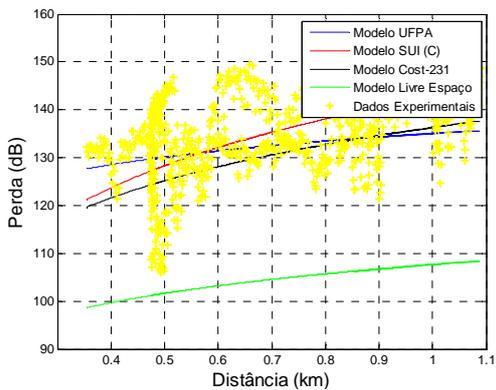


Figura 29 - PerdaXdistancaRota5_SUI3

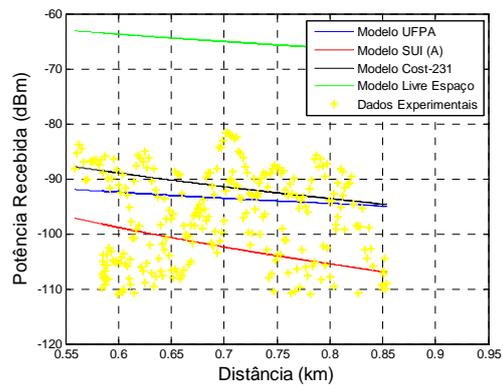


Figura 32 - PotenciaXdistancaRota6_SUI1

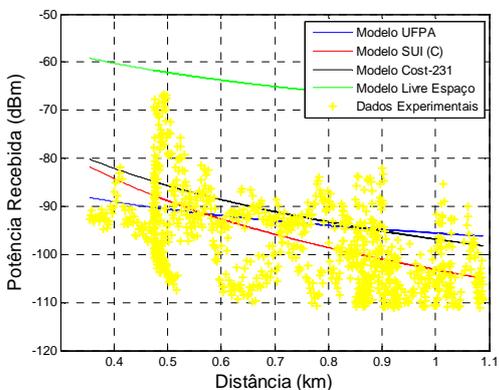


Figura 30 - PotenciaXdistancaRota5_SUI3

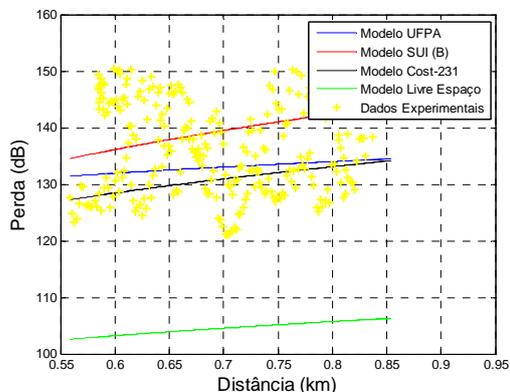


Figura 33 - PerdaXdistancaRota6_SUI2

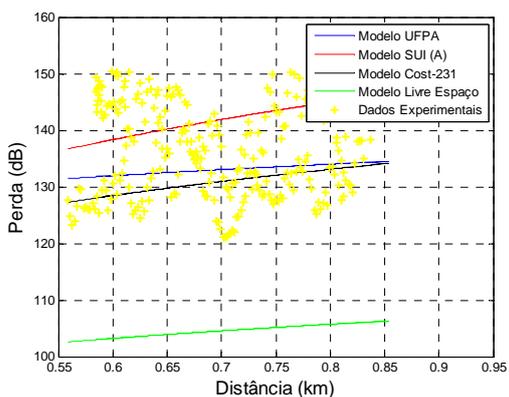


Figura 31 - PerdaXdistancaRota6_SUI1

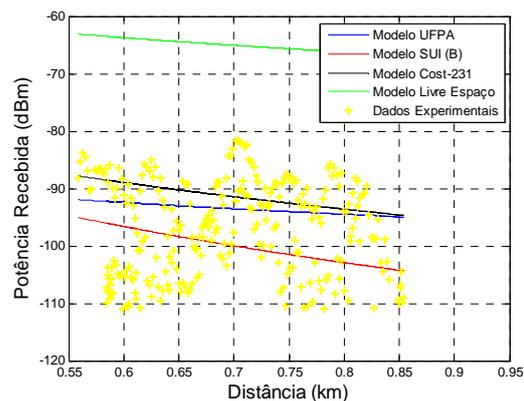


Figura 34 - PotenciaXdistancaRota6_SUI2

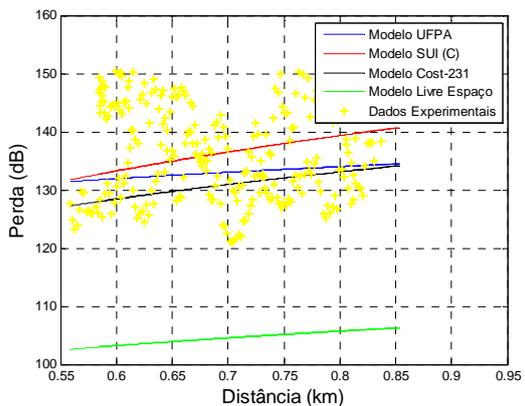


Figura 35 - PerdaXdistancaRota6_SUI3

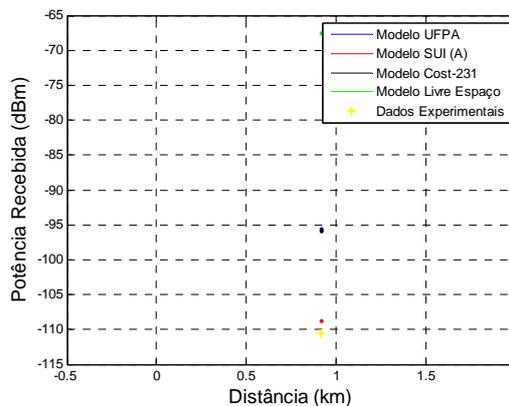


Figura 38 - PotenciaXdistancaRota7_SUI1

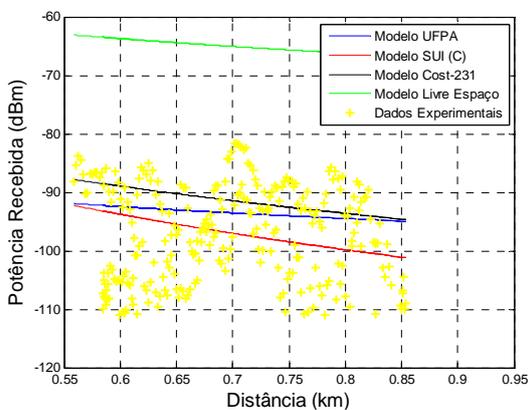


Figura 36 - PotenciaXdistancaRota6_SUI3

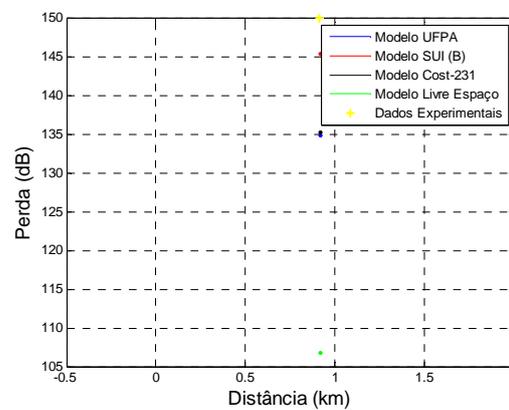


Figura 39 - PerdaXdistancaRota7_SUI2

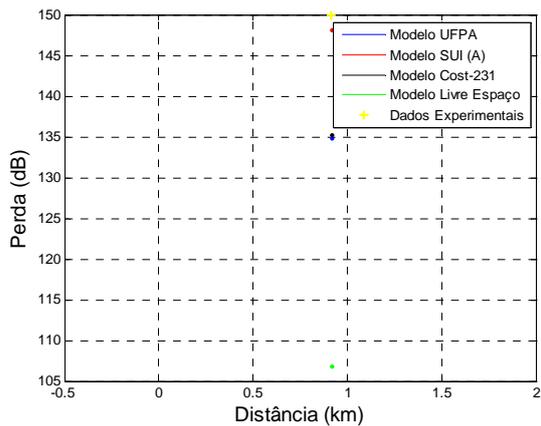


Figura 37 - PerdaXdistancaRota7_SUI1

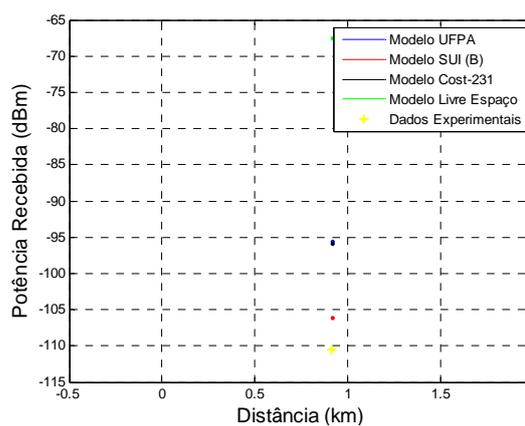


Figura 40 - PotenciaXdistancaRota7_SUI2

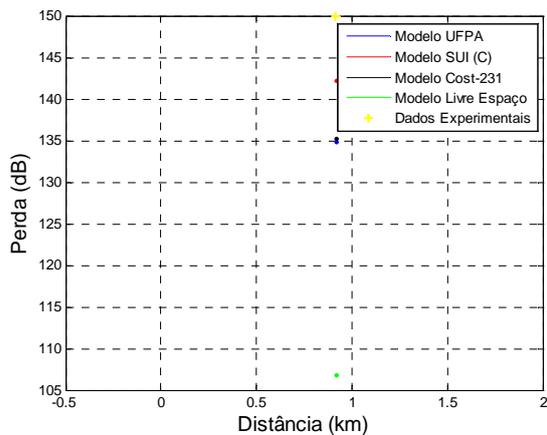


Figura 41 - PerdaXdistanciaRota7_SUI3

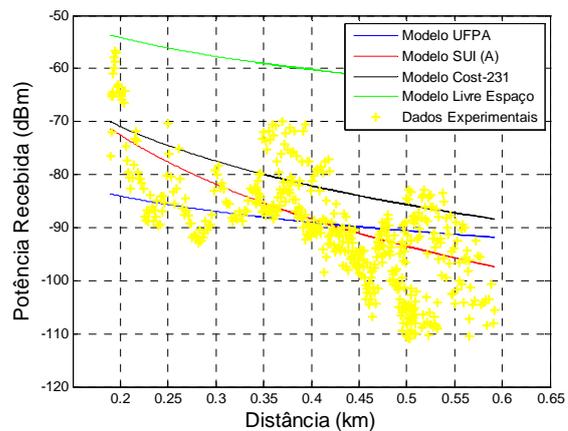


Figura 44 - PotenciaXdistanciaRota9_SUI1

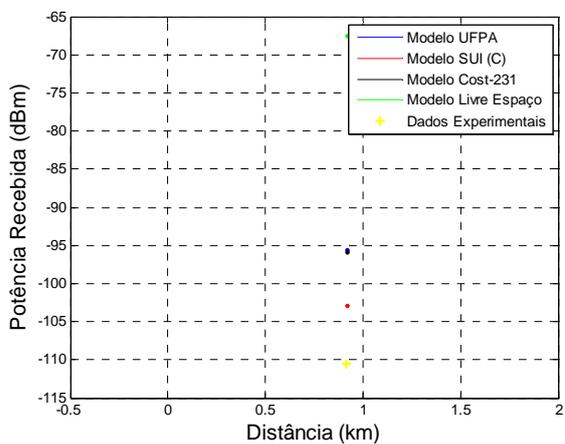


Figura 42 - PotenciaXdistanciaRota7_SUI3

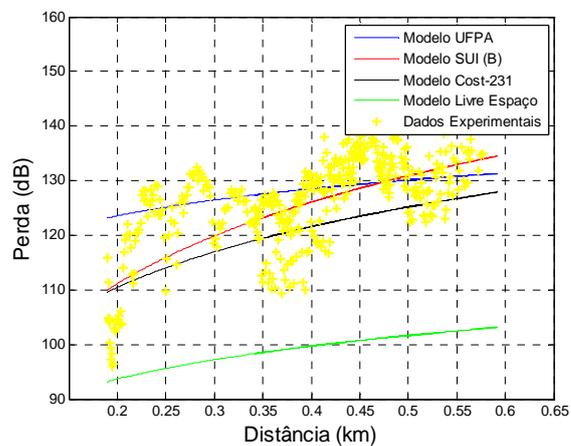


Figura 45 - PerdaXdistanciaRota9_SUI2

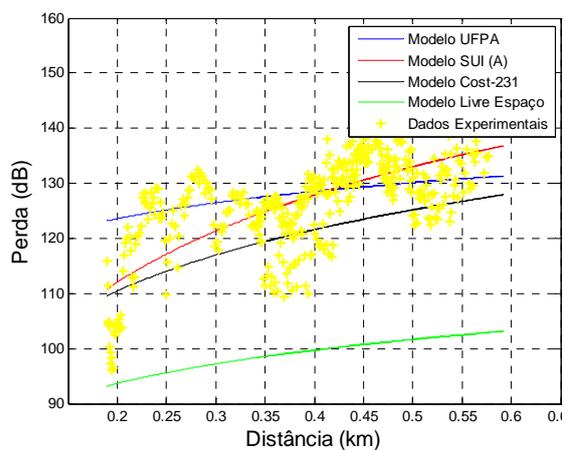


Figura 43 - PerdaXdistanciaRota9_SUI1

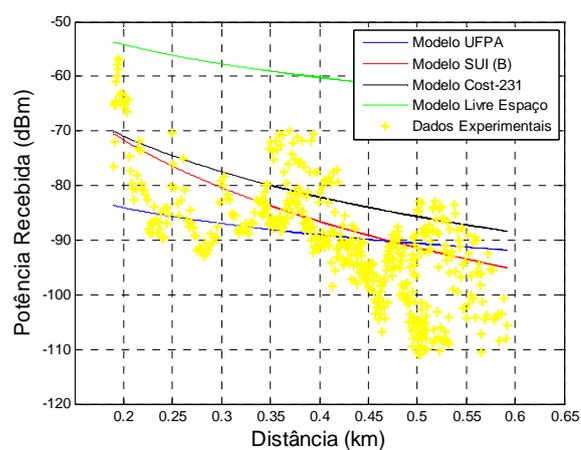


Figura 46 - PotenciaXdistanciaRota9_SUI2

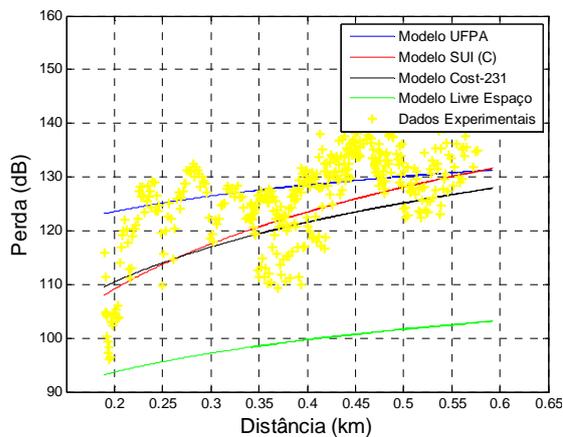


Figura 47 - PerdaXdistanciaRota9_SUI3

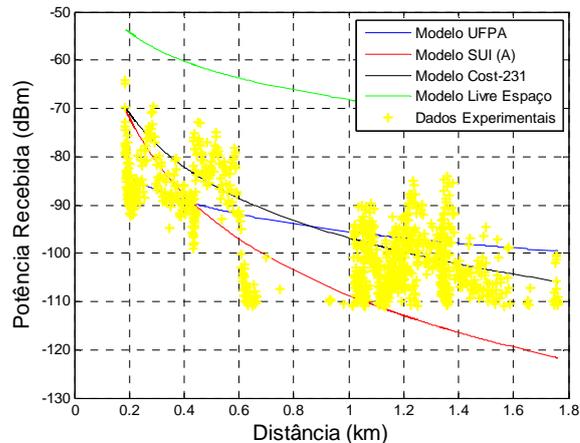


Figura 50 - PotenciaXdistanciaRota10_SUI1

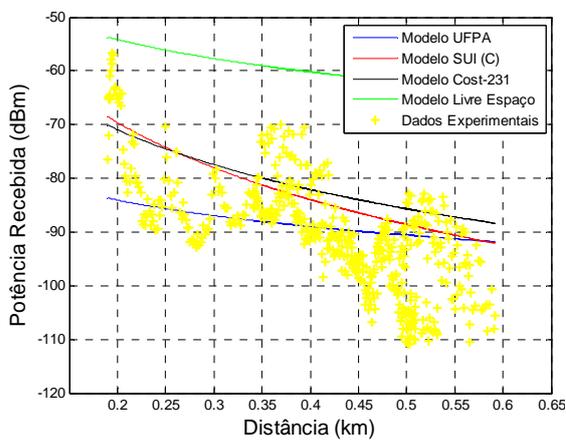


Figura 48 - PotenciaXdistanciaRota9_SUI3

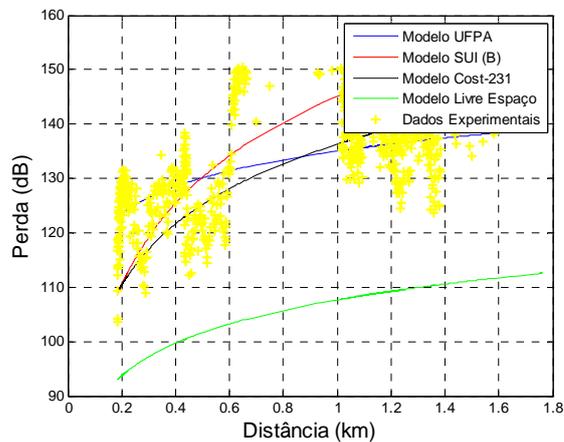


Figura 51 - PerdaXdistanciaRota10_SUI2

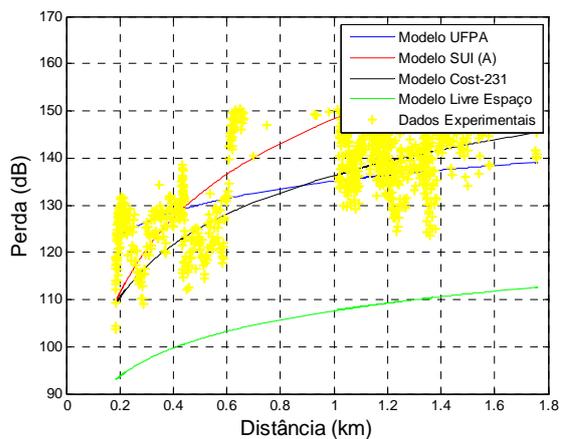


Figura 49 - PerdaXdistanciaRota10_SUI1

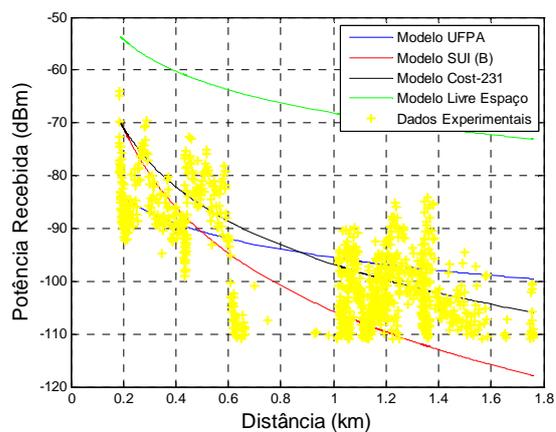


Figura 52 - PotenciaXdistanciaRota10_SUI2

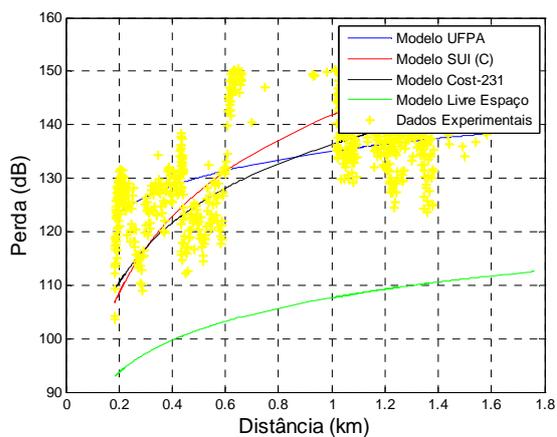


Figura 53 - PerdaXdistanciaRota10_SUI3

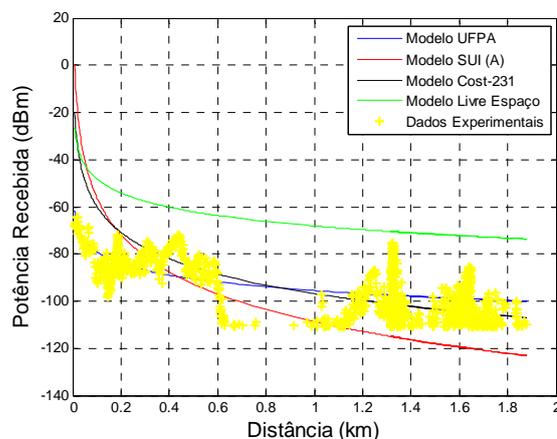


Figura 56 - PotenciaXdistanciaRota11_SUI1

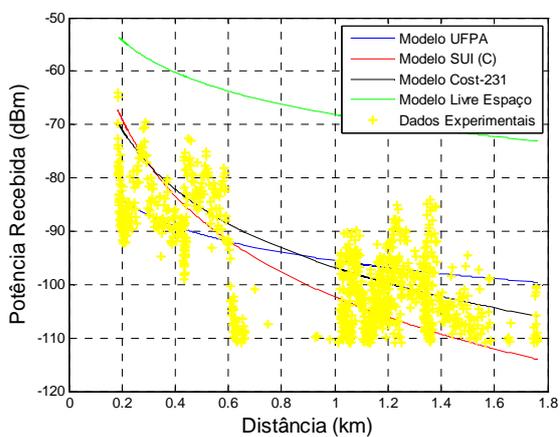


Figura 54 - PotenciaXdistanciaRota10_SUI3

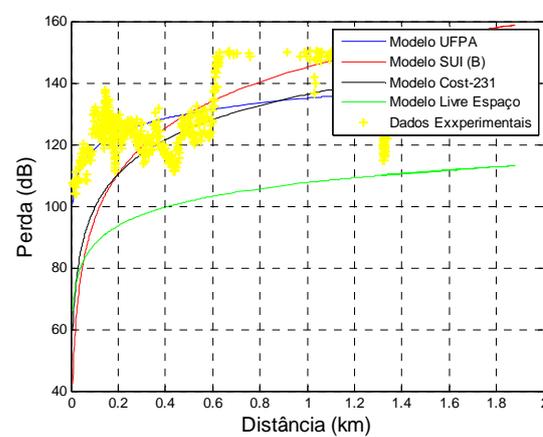


Figura 57 - PerdaXdistanciaRota11_SUI2

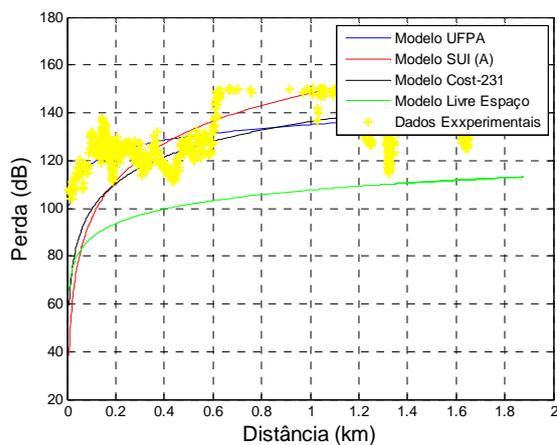


Figura 55 - PerdaXdistanciaRota11_SUI1

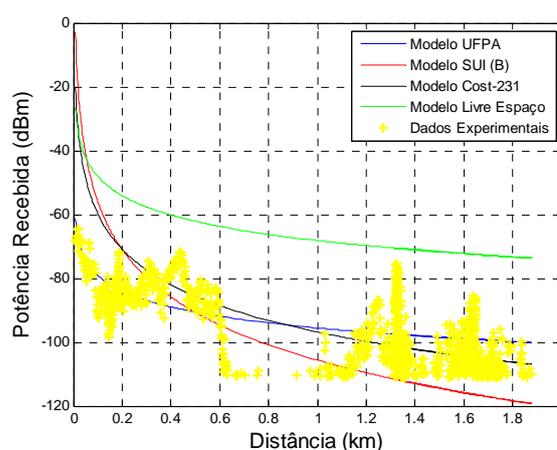


Figura 58 - PotenciaXdistanciaRota11_SUI2

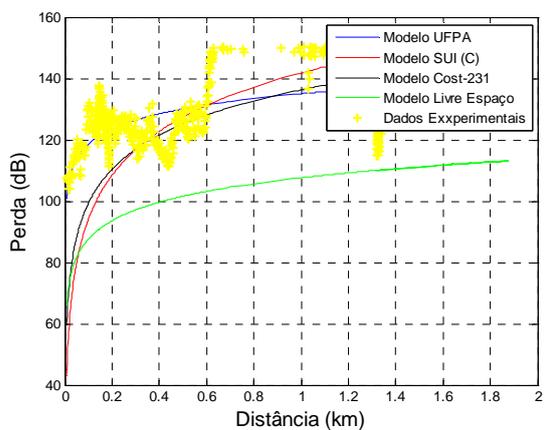


Figura 59 - PerdaXdistanciaRota11_SUI3

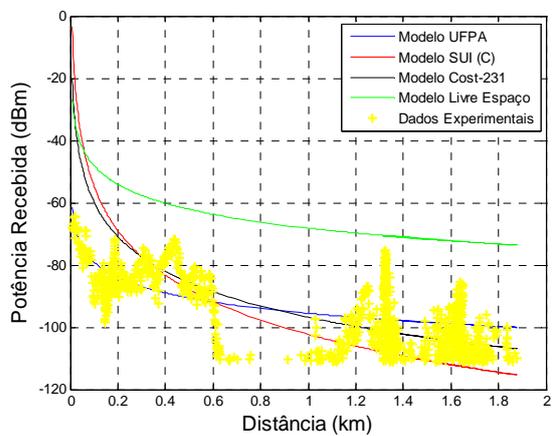


Figura 60 - PotenciaXdistanciaRota11_SUI3

APÊNDICE C



www.oiwtech.com
Produtos Wireless de alto desempenho

OIW-5817P090V

Antena 5,8GHz Setorial 17dbi 90° Vertical

A antena Setorial OIW-5817P090V é desenvolvida obedecendo os mais altos padrões internacionais de qualidade e desempenho, com polarização vertical e ganho de 17 dBi, ideal para soluções Wireless em 5.8 GHz, Redes Wireless LAN IEEE 802.11a, WiFi, Sistemas de Monitoramento de Vídeo Wireless, Soluções Wireless Multiponto e Células de Provedores de Internet Wireless.

APLICAÇÕES

Soluções Wireless em 5.8 GHz
Redes Wireless LAN IEEE 802.11a
WiFi
Sistemas de Monitoramento de Vídeo Wireless
Soluções Wireless Multiponto
Células de Provedores de Internet Wireless

PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

Homologada pela Anatel
Alta performance
Modelo Econômico
Compacta e design leve
Alta durabilidade
Proteção total contra água
Kit de Montagem e Inclinação Inclusos
Conector N-Fêmea
RoHS Compliant



ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Frequência	5725~5850MHz
Ganho	17dBi
VSWR	<1.5
Abertura Horizontal	90°
Abertura Vertical	7°
Impedância Nominal	50 Ohm
Polarização	Vertical
Potência Máxima	100W
Conector	N Fêmea
Medidas	0,57x0,12x0,07m
Peso	3kg



PRODUTO HOMOLOGADO



0047-09-4592



(01)07898922999174

www.oiwtech.com

www.oiwtech.com
Produtos Wireless de alto desempenho



Email: vendas@oiwtech.com
Website: www.oiwtech.com

OIW- 5817P090V

**Antena 5,8GHz Setorial
17dBi 90° Vertical**

A antena Setorial OIW-5817P090V é desenvolvida obedecendo os mais altos padrões internacionais de qualidade e desempenho, com polarização vertical e ganho de 17 dBi, ideal para soluções Wireless em 5.8 GHz, Redes Wireless LAN IEEE 802.11a, WiFi, Sistemas de Monitoramento de Vídeo Wireless, Soluções Wireless Multiponto e Células de Provedores de Internet Wireless.



**PRODUTO
HOMOLOGADO**

APLICAÇÕES DO PRODUTO

Soluções Wireless em 5.8 GHz
Redes Wireless LAN IEEE 802.11a
WiFi
Sistemas de Monitoramento de Vídeo Wireless
Soluções Wireless Multiponto
Células de Provedores de Internet Wireless

CARACTERÍSTICAS

Homologada pela Anatel
Alta performance
Modelo Econômico
Compacta e design leve
Alta durabilidade
Proteção total contra água
Kit de Montagem e Inclinação Inclusos
Conector N-Fêmea
RoHS Compliant



FOTOS DO PRODUTO



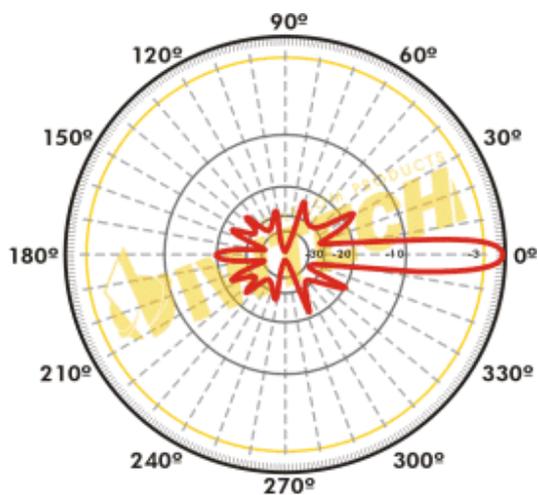
0047-09-4592



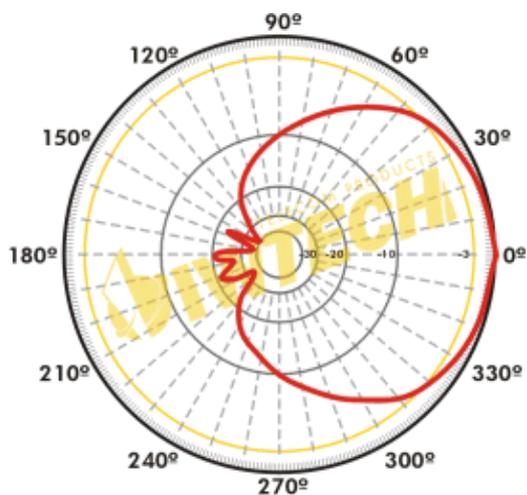
(01)07898922999174



DIAGRAMAS DE IRRADIAÇÃO



Vertical



Horizontal

ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Frequência	5725-5850MHz
Ganho	17dBi
VSWR	<1.5
Abertura Horizontal	90°
Abertura Vertical	7°
Impedância Nominal	50 Ohm
Polarização	Vertical
Potência Máxima	100W
Conector	N Fêmea
Medidas	0,57x0,12x0,07m
Peso	3kg

Coaxial High Power Amplifier

ZVE-3W-83+

50Ω 3W 2000 to 8000 MHz

Features

- High power, 3 Watt
- Wideband, 2000 to 8000 MHz
- Low noise figure, 5.8 dB typ.
- High IP3, +42 dBm typ.
- High dynamic range
- High gain, 35 dB typ. and good directivity, 35 dB typ.
- Internal voltage regulated for 12 to 18 VDC

Applications

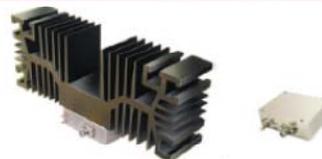
- Satellite communications
- Line-of-sight transmitters
- Signal generators
- Spread-spectrum communication

Electrical Specifications

Parameter	ZVE-3W-83+			ZVE-3W-83X+*			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range	2000		8000	2000		8000	MHz
Gain	30		40	30		40	dB
Gain Flatness		±1.15	±2.0		±1.15	±2.0	dB
Output Power at 1dB compression ¹	+31.5	+33		+31.5	+33		dBm
Saturated Output Power at 3dB compression ¹	+33.5	+35		+33.5	+35		dBm
Noise Figure		5.8			5.8		dB
Output third order intercept point		+42			+42		dBm
Input VSWR		1.5			1.5		:1
Output VSWR		1.4			1.4		:1
DC Supply Voltage		15			15		V
Supply Current ²			1.5			1.5	A

1. At 25°C operating temperature
2. If Voltage set below 15 VDC, current may go up to 2A/max.

* Heat sink not included. Alternative heat sinking and heat removal must be provided by the user to limit maximum base-plate temperature to 85°C, in order to ensure proper performance. For reference, this requires thermal resistance of user's external heat sink to be 2°C/W max.

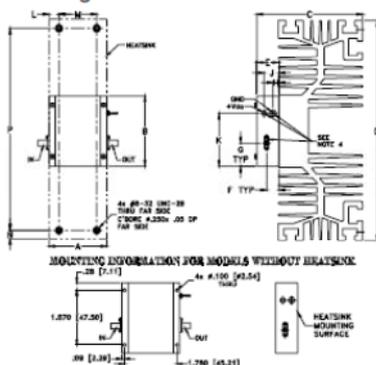


Model No.	ZVE-3W-83+	ZVE-3W-83X+*
Case Style	BN1327	
Connectors	SMA	
Price (Qty.)	\$1295.00 ea. (1-9)	\$1220.00 ea. (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

The + Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

Outline Drawing



Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	wt
1.960	2.430	3.6	7.5	.74	.42	.81	.20	.49	1.81	.34	1.280	.30	6.900	grams*
49.76	61.72	91.44	190.50	18.80	10.67	20.57	5.08	12.45	45.97	8.54	32.51	7.52	175.25	875



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0000 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly at minicircuits.com

Notes: 1. Performance and quality attributes and conditions not expressly stated in this specification sheet are intended to be excluded and do not form a part of this specification sheet. 2. Electrical specifications and performance data contained herein are based on Mini-Circuits' applicable established test performance criteria and measurement instructions. 3. The parts covered by this specification sheet are subject to Mini-Circuits' standard limited warranty and terms and conditions (collectively, "Standard Terms"). Purchasers of this part are entitled to the rights and benefits contained therein. For a full statement of the Standard Terms and the exclusive rights and remedies thereunder, please visit Mini-Circuits' website at www.minicircuits.com/MCIStore/terms.jsp.

Maximum Ratings

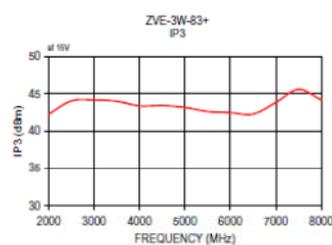
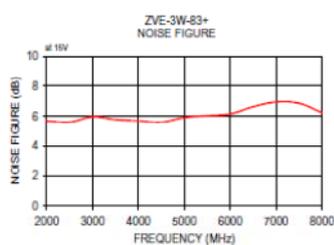
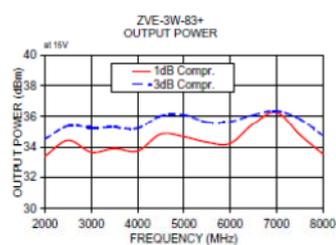
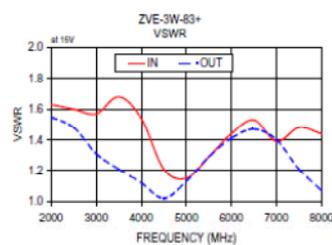
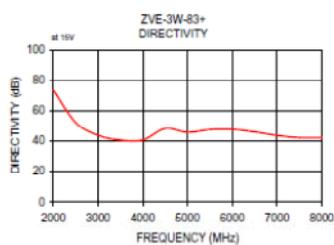
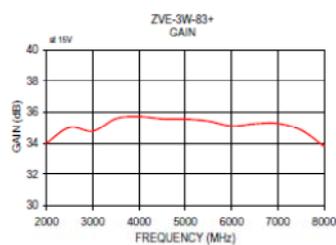
Parameter	Rated
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 125°C
DC Voltage	+18V
Base Plate Temperature	85°C
Input RF Power ³ (no damage)	+20 dBm

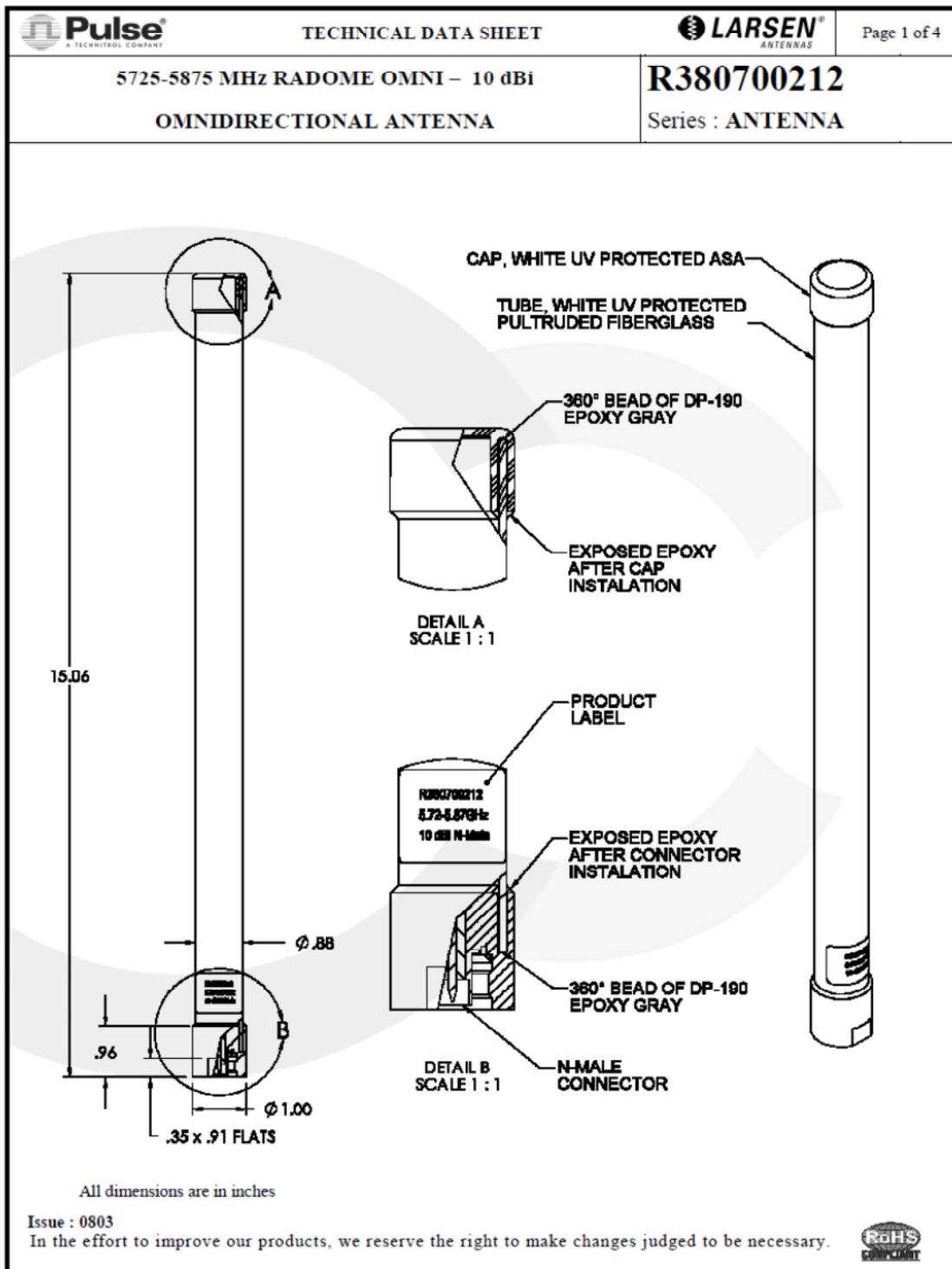
3. With no load dense max. input power by 20 dB. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

Typical Performance Data/Curves

ZVE-3W-83+

FREQUENCY (MHz)	GAIN (dB)	DIRECTIVITY (dB)	VSWR (-:1)		NOISE FIGURE (dB)	P _{OUT} (dBm) at 15V		OUTPUT IP ₃ (dBm)
	15V	15V	IN	OUT		1 dB Compr.	3 dB Compr.	
2000.00	34.01	73.37	1.63	1.55	5.69	33.42	34.53	42.30
2500.00	35.02	52.19	1.60	1.48	5.61	34.44	35.37	44.04
3000.00	34.77	43.74	1.57	1.31	5.97	33.67	35.26	44.17
3500.00	35.60	40.56	1.68	1.21	5.78	33.91	35.28	44.00
4000.00	35.73	40.67	1.54	1.12	5.70	33.75	35.22	43.39
4500.00	35.59	48.18	1.21	1.02	5.61	34.84	36.05	43.44
5000.00	35.57	45.70	1.15	1.13	5.92	34.68	36.12	43.19
5500.00	35.44	47.51	1.29	1.29	6.04	34.32	35.63	42.65
6000.00	35.12	47.69	1.44	1.41	6.16	34.24	35.67	42.50
6500.00	35.27	45.95	1.53	1.47	6.64	35.51	36.11	42.32
7000.00	35.29	43.62	1.39	1.40	6.96	36.28	36.37	43.84
7500.00	34.84	42.16	1.48	1.21	6.87	34.82	35.85	45.57
8000.00	33.80	42.17	1.44	1.07	6.24	33.57	34.75	44.16



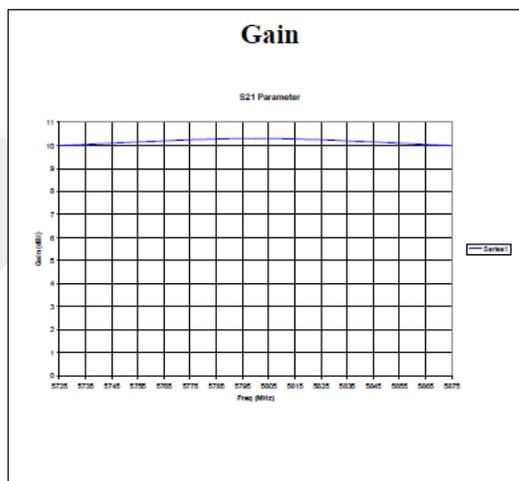
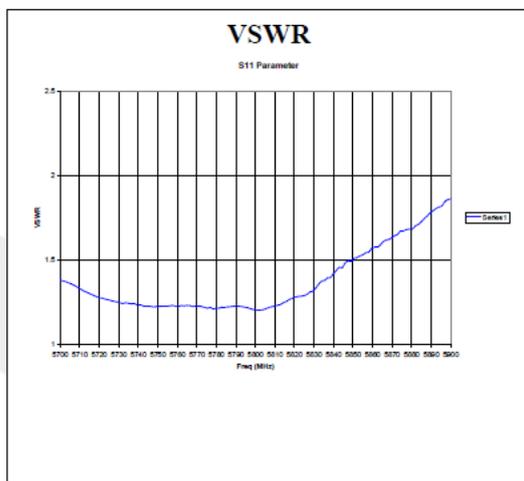
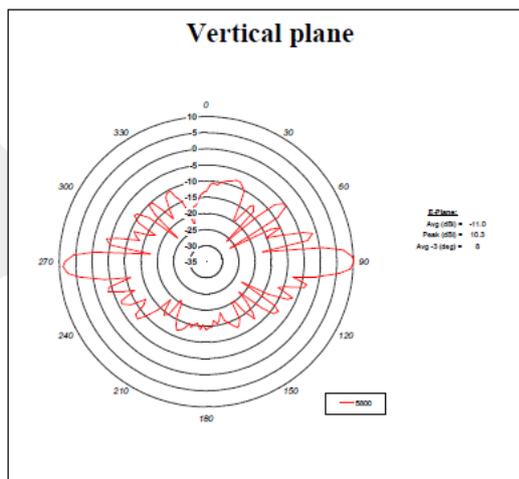
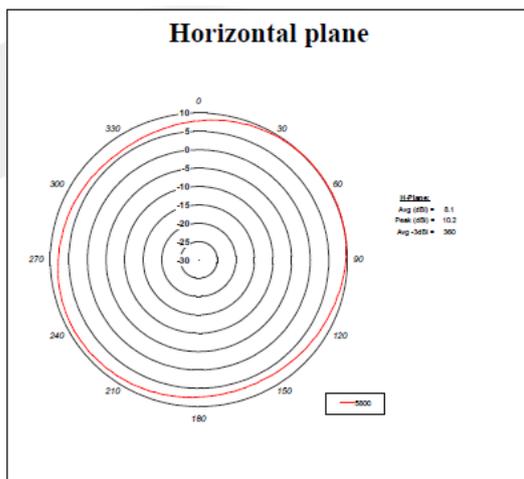


 TECHNICAL DATA SHEET				Page 2 of 4
5725-5875 MHz RADOME OMNI – 10 dBi OMNIDIRECTIONAL ANTENNA		R380700212 Series : ANTENNA		
<u>ELECTRICAL SPECIFICATIONS</u>				
Frequency :		5725-5875	MHz	
Nominal Impedance :		50	Ω	
VSWR :		2:1	Max	
Gain :		10	dBi	
Radiation Pattern				
-3 dB beamwidth				
	Horizontal Plane :	Omni		
	Vertical Plane :	8.5	° ± 2 °	
Cross Polarization level				
	Horizontal Plane :	>23	dB	
	Vertical Plane :	>23	dB	
Polarization :		VERTICAL		
Power withstanding :		20	W	
Connector type :		N Male		
<u>MECHANICAL SPECIFICATIONS</u>				
Radome :		Pultruded Fiberglass, UV-Protected		
Plastic cap :		Acrylonitrile Styrene Acrylate (ASA)		
		UL File-N°. E41871 (UL 94 – HB)		
Adhesive :		3M Scotch Weld™ DP-190 Gray		
Color :		WHITE		
Ingress Protection :		IP 67		
Weight :		5.5	oz	
Wind-loading :		150	Mph	
Side-loading @ 1ft :		30	lbs	
Vertical Pull :		100	lbs	
Overall length :		15.06	INCHES	
Issue : 0803 In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.				
				

5725-5875 MHz RADOME OMNI – 10 dBi
 OMNIDIRECTIONAL ANTENNA

R380700212
 Series : ANTENNA

CURVES



Issue : 0803

In the effort to improve our products, we reserve the right to make changes judged to be necessary.





BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

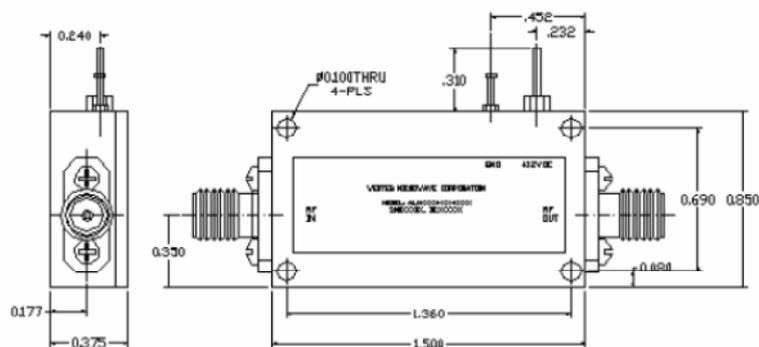
Features:

- Broad band, low noise, and high gain
- Low VSWR, unconditional stable
- Small size, low cost
- SMA female connector I/O
- Operating temperature -40~+75°C, storage temperature -45~+125°C

Electrical Specifications

Frequency Range	1.0 GHz to 8.0 MHz
Noise Figure	1.5 dB typical, 2.0 Maximum @ 25°C
P-1dB Compression Point	+13dBm
Nominal Gain	33 dB @25°C
Gain flatness	+/-1.5dB Typical
Gain Variation	+/-1.5dB Typical
Input VSWR	2.0:1 typical
Output VSWR	2.0:1 typical
Spurious	-60 dBc max
Operating Temperature	-40 to +75°C
Survival Temperature	-45 to +125°C
DC Power Supply	120mA @+8-12 V
In/Out connectors	SMA female
Size	1.5"x0.85"x0.375"

Mechanical Structure:



Note: All units in inches.

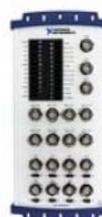


Technical Sales
Brazil
(11) 3149-3149
ni.brazil@ni.com

NI USB-6212 BNC

16-Bit, 400 kS/s M Series DAQ, Integrated BNC, Bus-Powered

- 8 differential BNC analog inputs (16-bit, 400 kS/s)
- 2 BNC analog outputs (16-bit, 250 kS/s); 24 digital I/O (8 BNC); two 32-bit counters
- Bus-powered USB for high mobility; locking USB cable; security cable slot
- NI signal streaming for sustained high-speed data streams over USB; OEM version available
- Compatible with LabVIEW, ANSI C/C++, C#, Visual Basic .NET, and Visual Basic 6.0
- NI-DAQmx driver software and NI LabVIEW SignalExpress LE interactive data-logging software



Overview

The NI USB-6212 BNC is a bus-powered USB M Series multifunction data acquisition (DAQ) module optimized for superior accuracy at fast sampling rates. It offers eight differential BNC analog inputs (can be used as 16 single-ended); 400 kS/s sampling rate; two BNC analog outputs; 24 digital I/O lines (eight BNC); four programmable input ranges (± 0.2 to ± 10 V) per channel; digital triggering; two counter/timers, and one user-defined BNC terminal.

This module is designed specifically for mobile or space-constrained applications. Plug-and-play installation minimizes configuration and setup time, while direct screw-terminal and BNC connectivity keeps costs down and simplifies signal connections. This product also provides a locking USB cable and security cable slot and does not require external power.

In addition, the USB-6212 BNC features new NI signal streaming technology, which gives you DMA-like bidirectional high-speed streaming of data across the USB bus. For more information about NI signal streaming, view the Resources tab.

This module features an OEM version. Check the Resources tab or use the left navigation menu to get pricing and technical information.

Driver Software

NI-DAQmx driver and measurement services software provides easy-to-use configuration and programming interfaces with features such as the DAQ Assistant to help reduce development time. Browse the information in the Resources tab to learn more about driver software or download a driver. NI M Series DAQ devices are not compatible with the Traditional NI-DAQ (Legacy) driver.

Application Software

Every M Series DAQ device includes a copy of NI LabVIEW SignalExpress LE data-logging software, so you can quickly acquire, analyze, and present data without programming. In addition to LabVIEW SignalExpress, M Series DAQ devices are compatible with the following versions (or later) of NI application software – LabVIEW 7.1, LabWindows™/CVI 7.x, or Measurement Studio 7.x. These devices are also compatible with Visual Studio .NET, ANSI C/C++, and Visual Basic 6.0.

The mark LabWindows is used under a license from Microsoft Corporation. Windows is a registered trademark of Microsoft Corporation in the United States and other countries.

Specifications

Specifications Documents

- Specifications (2)
- Data Sheet

Specifications Summary

General

Product Name	USB-6212 BNC
Product Family	Multifunction Data Acquisition
Form Factor	USB
Part Number	781003-01
Operating System/Target	Windows
DAQ Product Family	M Series
Measurement Type	Quadrature encoder , Voltage
RoHS Compliant	No

Analog Input

Channels	8
Single-Ended Channels	8
Differential Channels	8
Resolution	16 bits
Sample Rate	400 kS/s
Max Voltage	10 V
Maximum Voltage Range	-10 V , 10 V
Maximum Voltage Range Accuracy	2.69 mV
Maximum Voltage Range Sensitivity	91.6 μ V
Minimum Voltage Range	-200 mV , 200 mV
Minimum Voltage Range Accuracy	0.088 mV
Minimum Voltage Range Sensitivity	4.8 μ V
Number of Ranges	4
Simultaneous Sampling	No
On-Board Memory	4095 samples

Analog Output

Channels	2
Resolution	16 bits
Max Voltage	10 V
Maximum Voltage Range	-10 V , 10 V
Maximum Voltage Range Accuracy	3.512 mV
Minimum Voltage Range	-10 V , 10 V
Minimum Voltage Range Accuracy	3.512 mV
Update Rate	250 kS/s
Current Drive Single	2 mA
Current Drive All	4 mA
Digital I/O	
Bidirectional Channels	24
Input-Only Channels	0
Output-Only Channels	0
Number of Channels	24 , 0
Timing	Software
Logic Levels	TTL
Input Current Flow	Sinking
Output Current Flow	Sourcing
Programmable Input Filters	No
Supports Programmable Power-Up States?	Yes
Current Drive Single	16 mA
Current Drive All	50 mA
Watchdog Timer	No
Supports Handshaking I/O?	No
Supports Pattern I/O?	No
Maximum Input Range	0 V , 5.25 V
Maximum Output Range	0 V , 3.8 V
Counter/Timers	
Counters	2
Buffered Operations	Yes

Debouncing/Glitch Removal	Yes
GPS Synchronization	No
Maximum Range	0 V , 5.25 V
Max Source Frequency	80 MHz
Pulse Generation	Yes
Resolution	32 bits
Timebase Stability	50 ppm
Logic Levels	TTL
Physical Specifications	
Length	23.5 cm
Width	11.2 cm
Height	6.4 cm
I/O Connector	Screw terminals , BNC connectors
Timing/Triggering/Synchronization	
Triggering	Digital

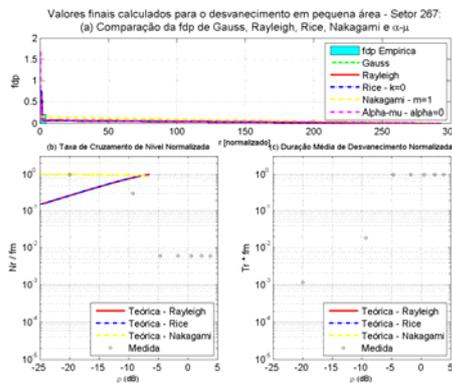
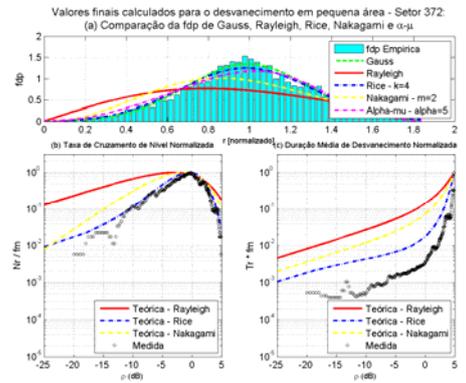
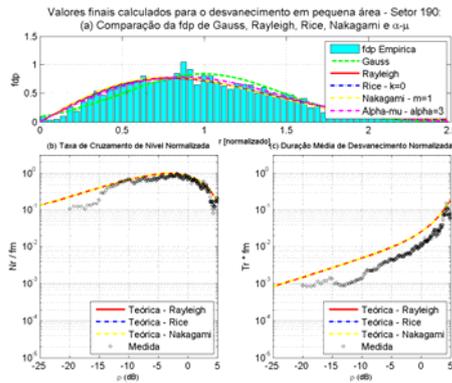
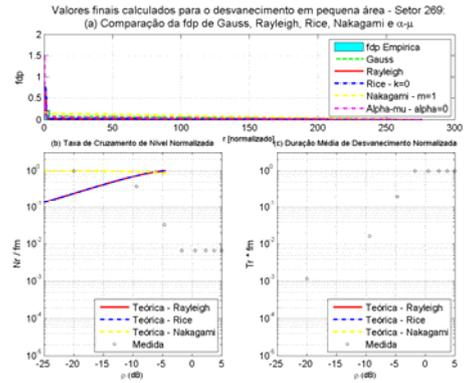
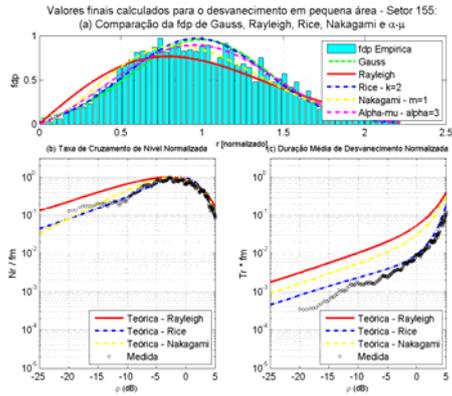
Tabela completa dos Erros para as 11 Rotas de medição

Rotas	Modelo	Erro Medio	Desviação Estandar	Erro RMS
1	UFPA	2.8751	6.2113	6.8444
	SUI (Tipo B)	17.6366	14.7186	22.9715
	SUI (Tipo C)	19.5833	14.0811	24.1203
	Cost231-Hata	32.8722	6.6305	33.5343
2	UFPA	5.6250	7.0484	9.0178
	SUI (Tipo B)	8.4469	6.8349	10.8658
	SUI (Tipo C)	11.0691	6.7434	12.9614
	Cost231-Hata	34.3789	6.8477	35.0543
3	UFPA	0.0018	8.3148	8.3148
	SUI (Tipo B)	3.7524	9.1287	9.8698
	SUI (Tipo C)	6.2164	9.0018	10.9396
	Cost231-Hata	29.0468	8.2525	11.8109
4	UFPA	6.8107	8.3996	10.8138
	SUI (Tipo B)	-0.284	8.4029	8.4077
	SUI (Tipo C)	2.8095	8.3871	8.8452
	Cost231-Hata	8.3874	8.3347	11.8244
5	UFPA	4.0236	8.1957	9.1301
	SUI (Tipo B)	-1.8845	7.7746	7.9998
	SUI (Tipo C)	1.1792	7.7339	7.8233
	Cost231-Hata	5.9153	7.6564	9.6754
6	UFPA	3.6085	8.1553	8.9180
	SUI (Tipo B)	-2.6563	8.4902	8.8961
	SUI (Tipo C)	0.3050	8.4635	8.4690
	Cost231-Hata	5.8182	8.3196	10.1522
	UFPA	15.0472	-	-

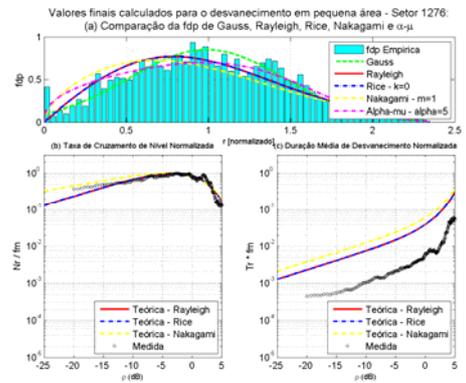
7	SUI (Tipo B)	4.5497	-	-
	SUI (Tipo C)	7.7359	-	-
	Cost231-Hata	14.7199	-	-
8	UFPA	-	-	-
	SUI (Tipo B)	-	-	-
	SUI (Tipo C)	-	-	-
	Cost231-Hata	-	-	-
9	UFPA	1.1035	9.2353	9.3010
	SUI (Tipo B)	3.5478	7.5447	8.3372
	SUI (Tipo C)	6.1353	7.5913	9.7607
	Cost231-Hata	29.9213	8.9758	31.2386
10	UFPA	3.4269	7.2828	8.0488
	SUI (Tipo B)	-3.5678	9.4892	10.1378
	SUI (Tipo C)	-0.3891	9.1154	9.1237
	Cost231-Hata	4.1019	7.4522	8.5066
11	UFPA	2.6408	7.9685	8.3947
	SUI (Tipo B)	-4.2234	15.4491	16.0160
	SUI (Tipo C)	33.1039	14.7346	36.2350
	Cost231-Hata	30.3843	7.9172	31.3988

MELHORES QUI PARA AS 11 ROTAS: COMPARAÇÃO DAS fdps GAUSS, RAYLEIGH, RICE, NAKAGAMI E α - μ .

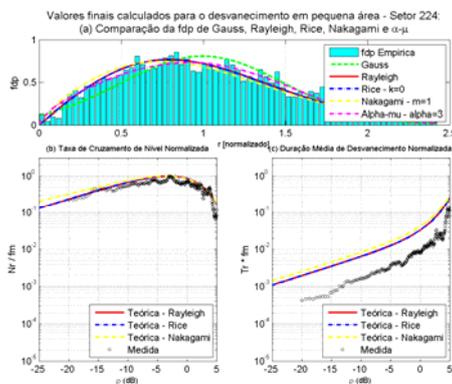
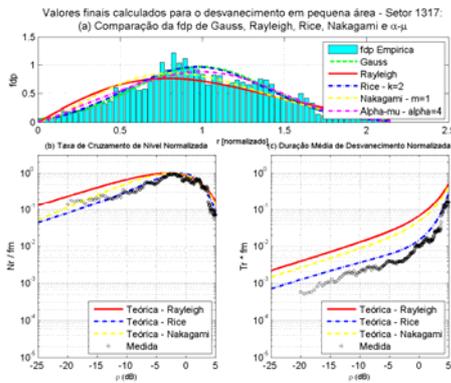
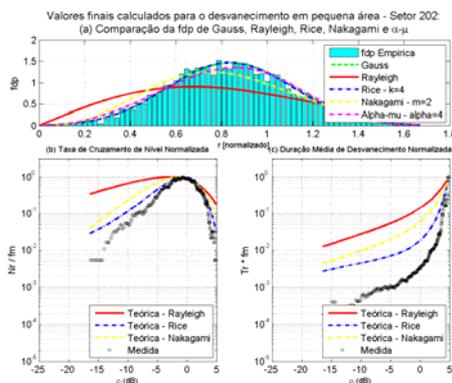
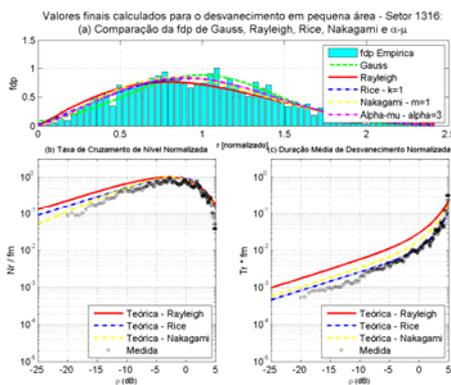
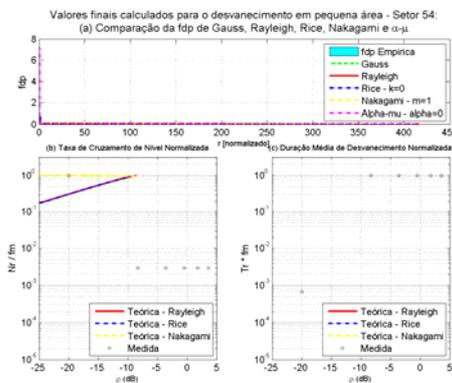
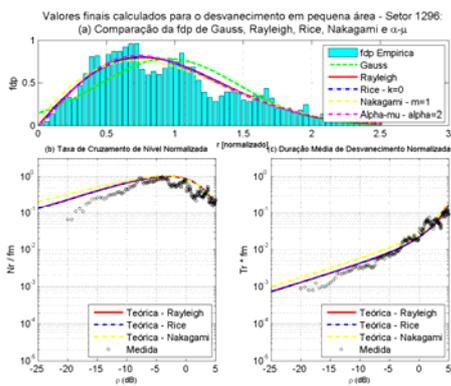
ROTA 1:

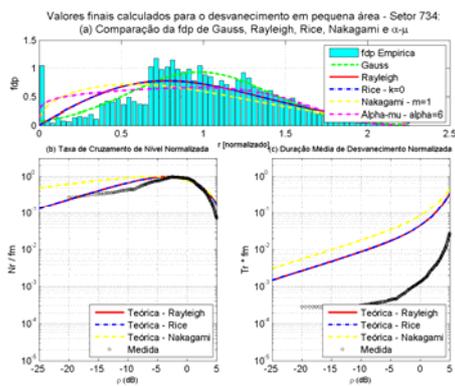
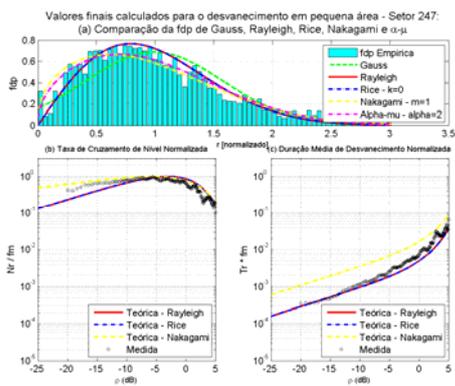


ROTA 2:

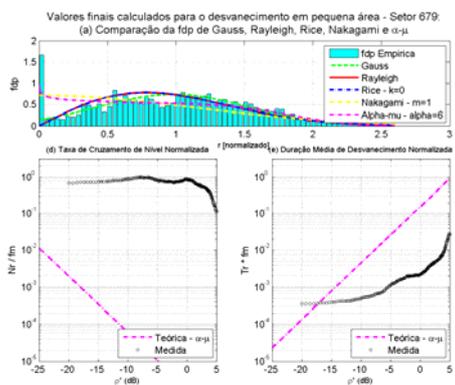
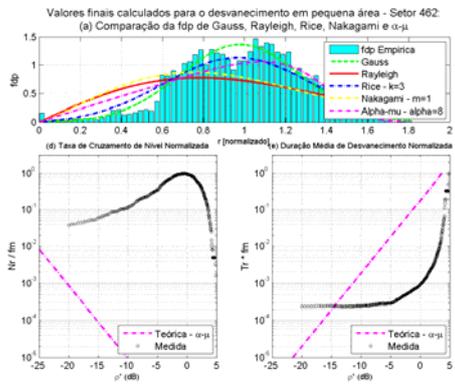
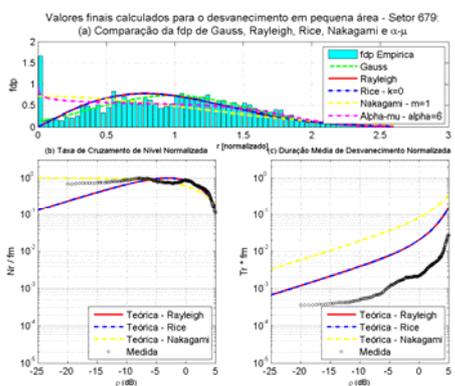
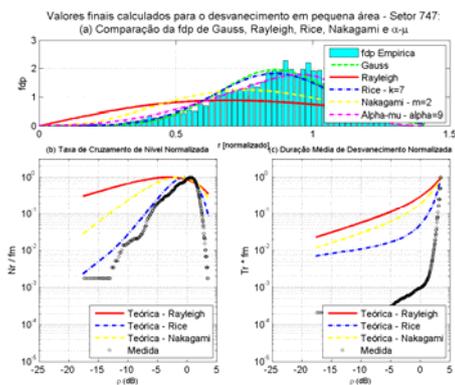
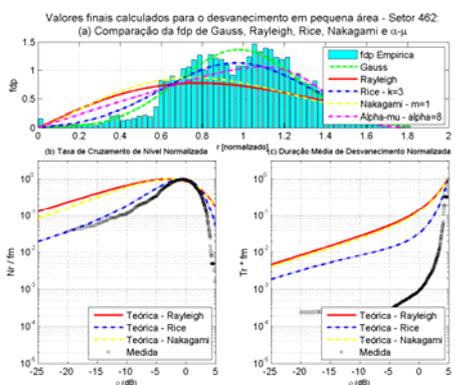


ROTA 3:

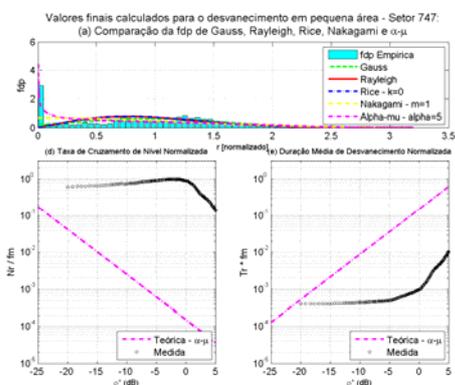
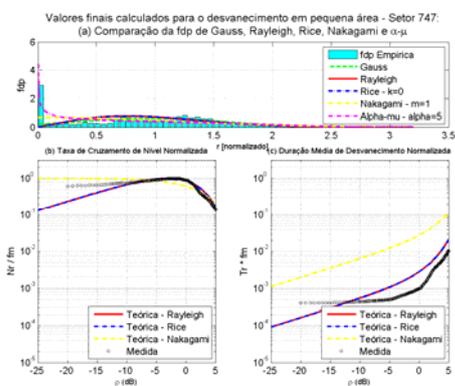




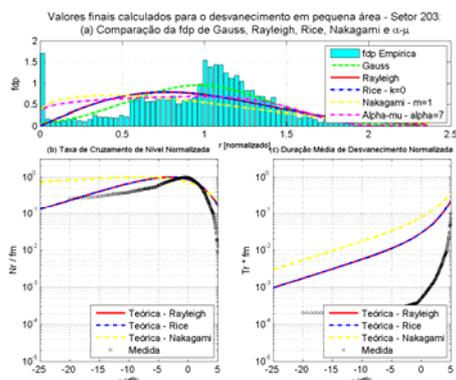
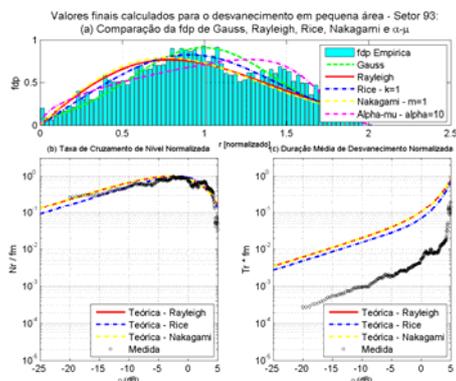
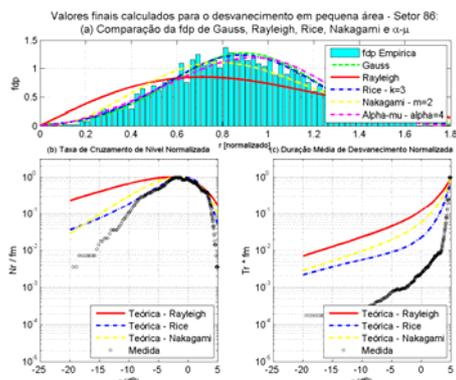
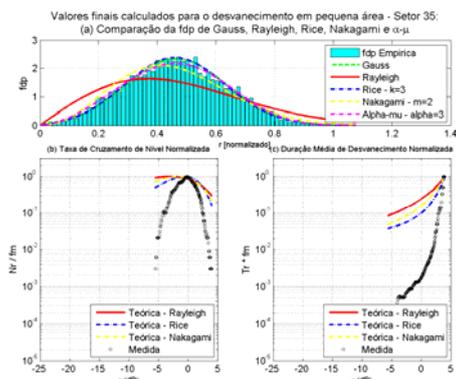
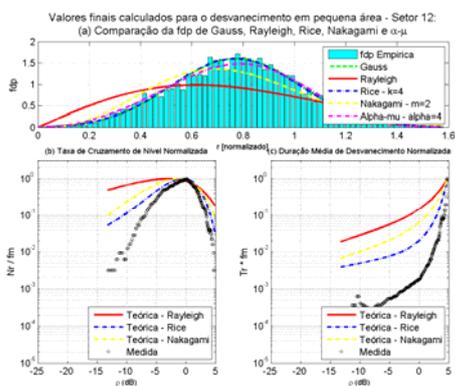
ROTA 4

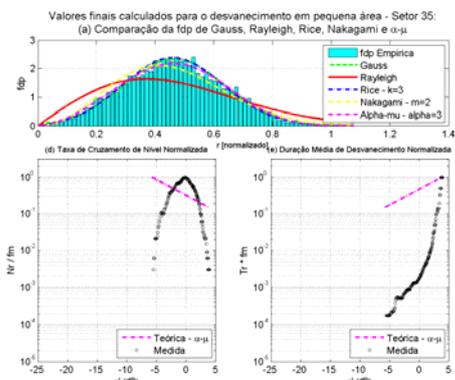
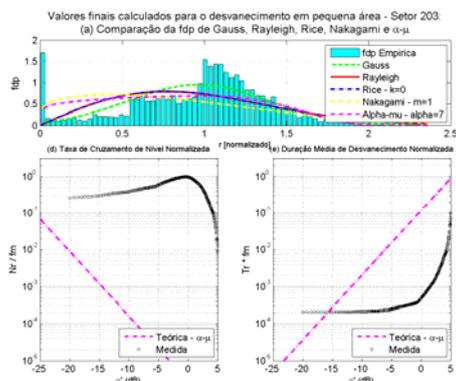
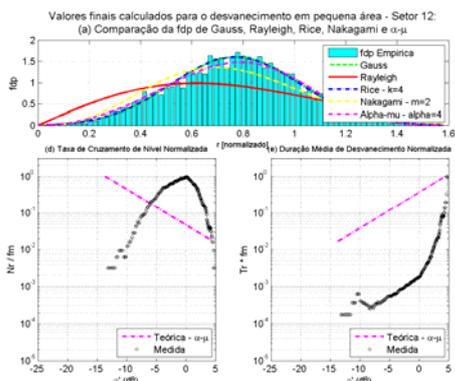


ROTA 5:

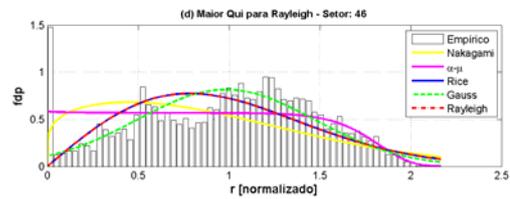
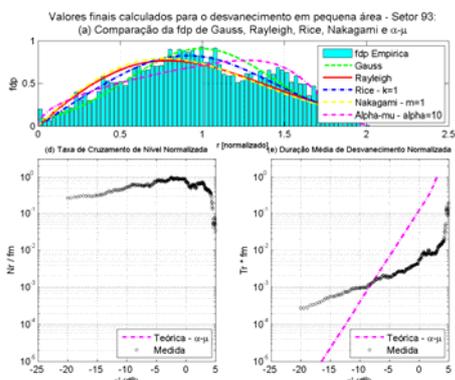
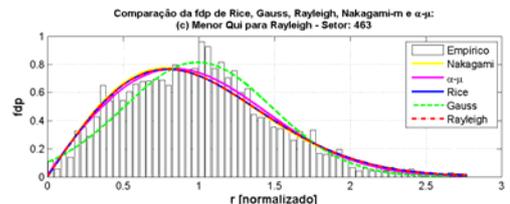
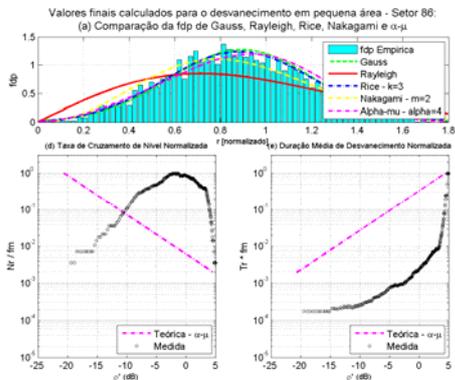
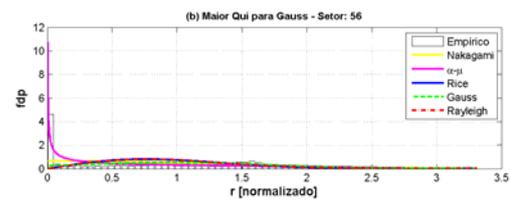
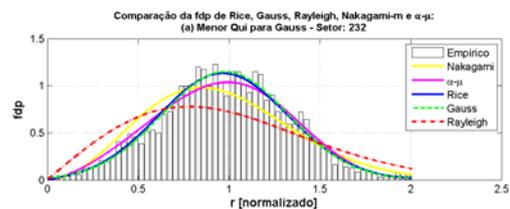


ROTA 6:

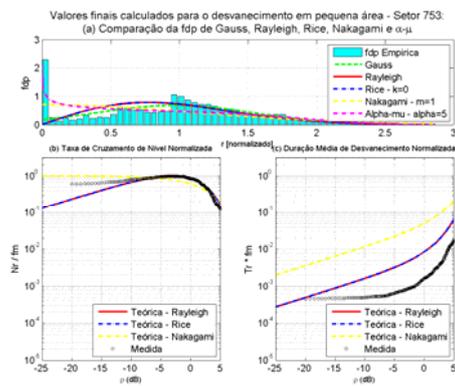
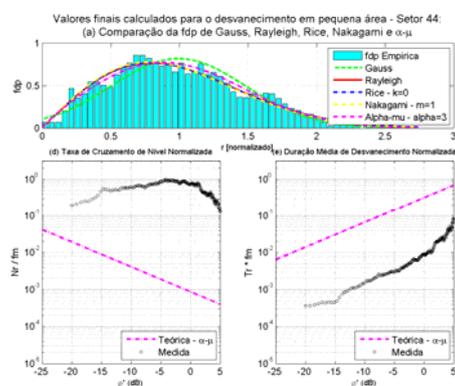
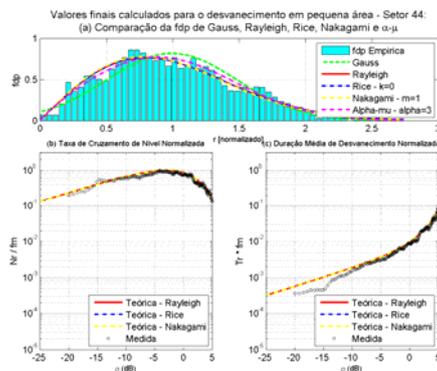
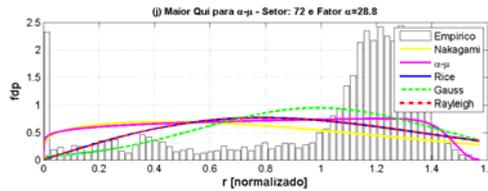
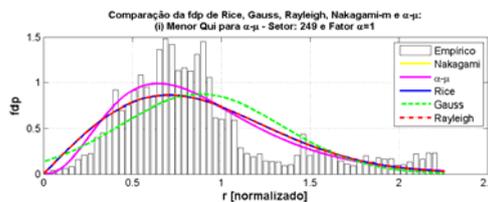
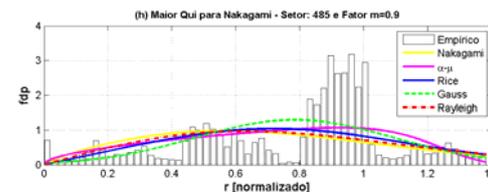
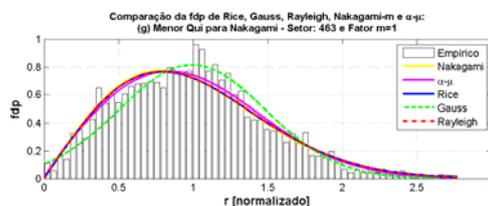
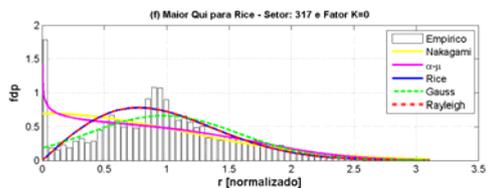
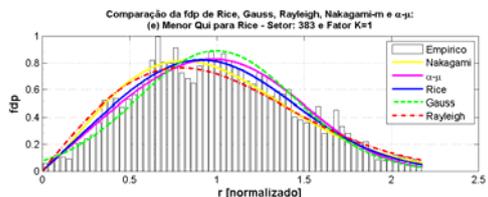




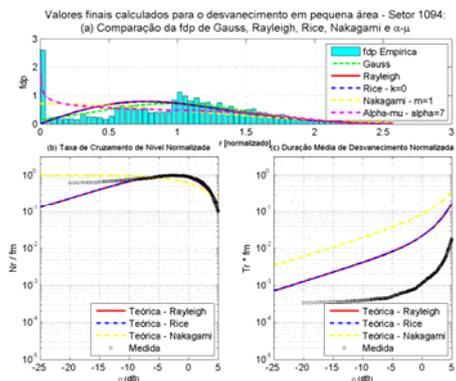
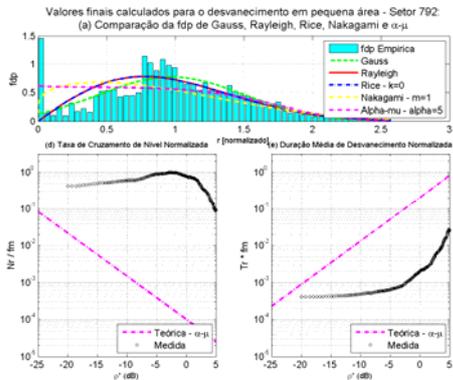
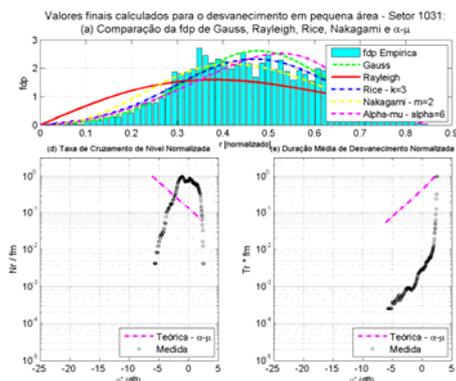
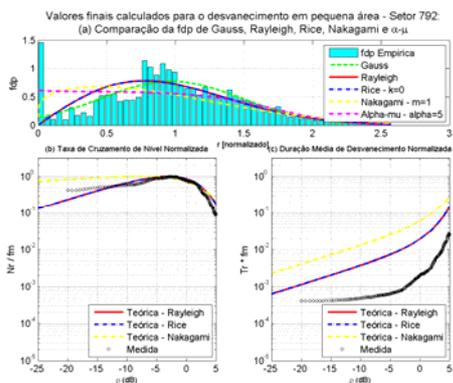
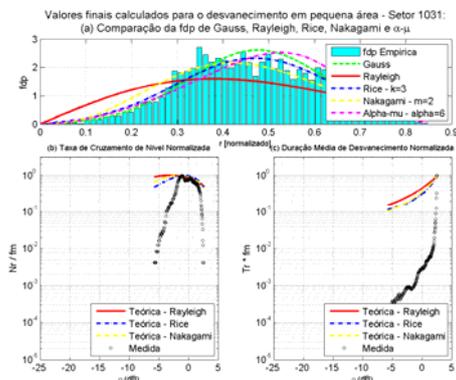
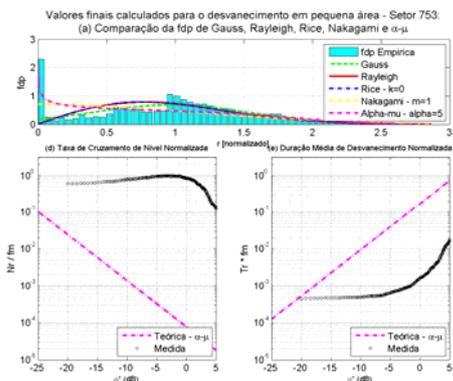
ROTA 9

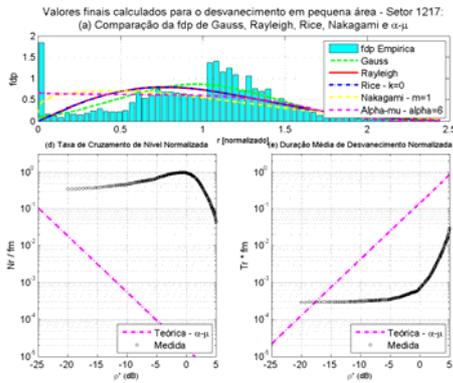
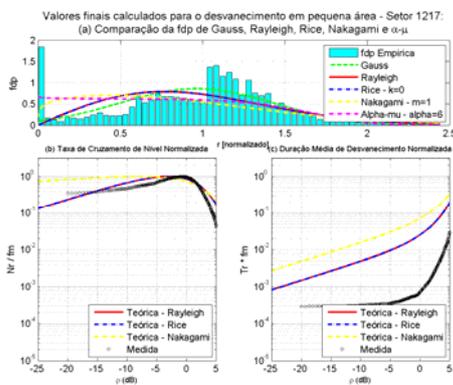
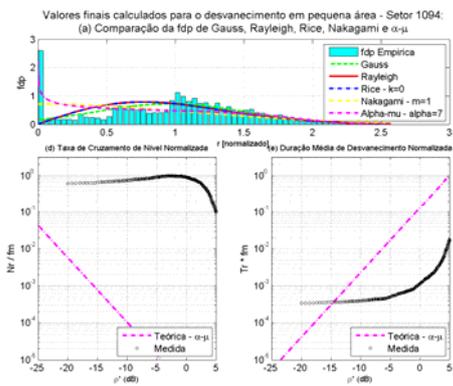


ROTA 10



ROTA 11





Rota 1	Quantidade total setores na rota: 410				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	64	9	63	25	252
Rota 2	Quantidade total setores na rota: 1509				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	194	22	95	63	1151
Rota 3	Quantidade total setores na rota: 295				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	33	10	46	17	197
Rota 4	Quantidade total setores na rota: 764				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	58	5	35	14	656
Rota 5	Quantidade total setores na rota: 1047				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	129	7	46	30	835
Rota 6	Quantidade total setores na rota: 270				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	69	0	19	0	179
Rota 7	Quantidade total setores na rota: 1				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	0	0	0	0	0
Rota 9	Quantidade total setores na rota: 503				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	73	10	55	53	320
Rota 10	Quantidade total setores na rota: 1069				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	146	7	87	33	802
Rota 11	Quantidade total setores na rota: 1267				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	131	6	118	35	982

	Menor valor de QUI e Setores na Rota 1				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	Menor Qui	0.75	1.03	0.85	0.99
Setor	372	190	372	155	267 - 269
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 2				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
	Menor Qui	0.80	1.15	0.84	1.03
Setor	1276	1316	1296	1317	1423
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 3				

	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.86	1.49	0.86	1.33	0.38
Setor	202	224	202	247	54
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 4				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	1.10	1.74	1.18	1.72	0.53
Setor	747	392	462	679	734
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 5				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.76	0.89	0.67	0.90	0.29
Setor	747	1023	871	1023	997
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 6				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.57	4.13	0.75	2.96	0.97
Setor	203	93	12	86	35
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 7				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	NaN	NaN	NaN	NaN	0.53
Setor	1	1	1	1	1
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 9				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.88	1.00	0.80	1.01	0.94
Setor	232	463	383	463	463 - 465
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 10				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.66	0.75	0.65	0.77	0.52
Setor	792	44	792	44	753
	Menor valor de QUI e Setores na Rota 11				
	Gauss	Rayleigh	Rice	Nakagami	Alpha-mu
Menor Qui	0.64	0.93	0.08	0.92	0.75
Setor	1217	1094	1031	1094	1226