

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE
TELECOMUNICAÇÕES - PPGEET

CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE RÁDIO VEÍCULO-
INFRAESTRUTURA NA FAIXA DE 5.8 GHz

FERNANDO JOSÉ DE OLIVEIRA

Niterói - RJ

2019

FERNANDO JOSÉ DE OLIVEIRA

**CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE RÁDIO VEÍCULO-
INFRAESTRUTURA NA FAIXA DE 5.8 GHz**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

Área de concentração: Sistema de Telecomunicações

Orientador: Prof Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos

Coorientadora: Prof^a Dra. Leni Joaquim de Matos

Niterói - RJ

2019

Ficha catalográfica automática - SDC/BEE
Gerada com informações fornecidas pelo autor

O48c Oliveira, Fernando José de
Caracterização do Canal de Rádio Veículo-Infraestrutura
na Faixa de 5.8 GHz / Fernando José de Oliveira ; Pedro
Castellanos, orientador ; Leni Matos, coorientadora. Niterói,
2019.
122 p. : il.

Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense,
Niterói, 2019.

DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2019.m.07219999640>

1. Comunicações Veiculares. 2. Caracterização do Canal.
3. Sondagem. 4. Túnel. 5. Produção intelectual. I.
Castellanos, Pedro, orientador. II. Matos, Leni,
coorientadora. III. Universidade Federal Fluminense. Escola
de Engenharia. IV. Título.

CDD -

FERNANDO JOSÉ DE OLIVEIRA

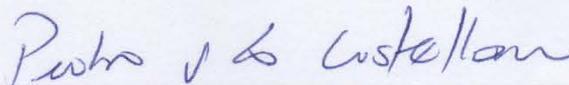
**CARACTERIZAÇÃO DO CANAL DE RÁDIO VEÍCULO-
INFRAESTRUTURA NA FAIXA DE 5.8 GHz**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.

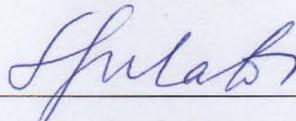
Área de concentração: Sistema de Telecomunicações

Aprovado em 18 de março de 2019

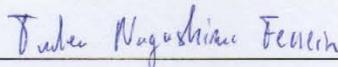
Banca Examinadora



Prof Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos - Orientador
Universidade Federal Fluminense - UFF



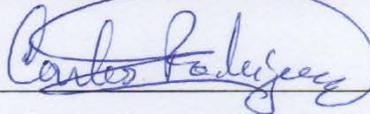
Profª Dra. Leni Joaquim de Matos – Coorientadora
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof Dr. Tadeu Nagashima Ferreira
Universidade Federal Fluminense - UFF



Profª Dra. Vanessa Przybylski Ribeiro Magri Souza
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Carlos Vinicio Rodríguez Ron

Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia - INMETRO

Niterói

2019

Dedico este trabalho à minha esposa Annie
Vieira pelo incentivo e compreensão nos
momentos de dedicação aos estudos.

Agradecimentos

A Deus, onipresente e soberanamente justo e bom dentre tantas outras características, por me mostrar sempre o caminho certo.

A minha esposa Annie Vieira que me apoiou e incentivou durante todo o Mestrado.

Ao meu orientador e Prof Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos, pela preocupação em passar os ensinamentos da melhor forma possível e pelo enorme auxílio para que todas as medições realizadas ocorressem conforme o planejado.

À minha coorientadora e Prof. Dr^a. Leni Joaquim de Matos, pelos ensinamentos, paciência, disponibilidade, dedicação e apoio nas medições, motivos estes que me contribuíram para que eu lograsse êxito.

Aos Professores do curso de Mestrado que me proporcionaram o conhecimento necessário à implementação deste trabalho.

Aos gestores e colegas da área profissional pelo incentivo ao Mestrado.

Aos estudantes e amigos de mestrado da UFF, em especial, à Dayana Carvalho e o Daniel Vidal, pelo apoio nas medições e estudos compartilhados.

À CAPES e UFF por todo auxílio concedido para que este trabalho fosse concluído.

À PUC-Rio, por meio do CETUC, pela parceria e empréstimo de equipamentos que possibilitaram a realização das medições.

Resumo

A comunicação veicular é uma tecnologia desafiadora e essencial no desenvolvimento de veículos autônomos, possuindo o potencial para melhorar a segurança e eficiência do tráfego veicular e, ainda, prover benefícios ambientais em termos de consumo de combustível. A eficácia e confiabilidade de sua aplicação depende fortemente da qualidade do enlace de comunicação entre veículos e outro ponto transmissor e/ou receptor que pode ser fixo ou móvel. Neste sentido, a caracterização do canal de propagação, em diferentes ambientes, é essencial para o desenvolvimento de um sistema de transportes inteligentes. Neste contexto, este trabalho trata da caracterização do canal de rádio em banda estreita e banda larga, em 5.8 GHz, na comunicação veículo-infraestrutura, a partir da sondagem do canal em dois ambientes (área aberta e túnel), fornecendo informações indispensáveis em projetos de redes móveis. Em banda estreita, uma análise estatística do desvanecimento em pequena e grande escala e sua modelagem foi realizada. Em banda larga, uma análise de comportamento do canal foi efetuada a partir da obtenção dos parâmetros de dispersão do canal. Para faixa estreita, tanto no túnel como em área aberta, verificou-se que o modelo Log-Distância (*single* ou *Two Slope*) se ajustou melhor aos dados medidos, exceto no sentido de aproximação do entre o receptor e transmissor, no túnel, onde o modelo de Dois Raios foi o que ocasionou melhor ajuste às medições. Na análise em grande escala, a distribuição de probabilidade Log-normal obteve maior aderência aos dados empíricos. Os valores médios de retardo foram compatíveis com valores de medições similares da literatura e, também, apresentaram uma distribuição Log-normal. A banda de coerência média no túnel foi igual a 1.1 MHz e 7.3 MHz, respectivamente, para 90% e 50% de correlação entre as amostras espectrais

Palavras – chave: Comunicações Veiculares, Caracterização do Canal, Sondagem, Túnel.

Abstract

Vehicle communication is a challenging and essential technology in the development of autonomous vehicles, having the potential to improve safety and efficiency of vehicular traffic while still providing environmental benefits in terms of fuel consumption. The effectiveness and reliability of your applications depends heavily on the quality of the communication link between vehicles and another point transmitter and / or receiver that can be fixed or mobile. In this sense, channel characterization in different propagation environments is essential for deploying intelligent transportation system. This study deals with the vehicle-infrastructure characterization of the 5.8 GHz narrowband and wideband channel for two environments (open area and in-tunnel), which provide indispensable information in mobile network projects. In narrowband, a statistical analysis of large a small-scale fading was performed. In wideband, a behavioral analysis of the channel was made from obtaining the dispersion parameters of the channel. For the narrowband, both in the tunnel and open area, the Log-Distance (single or Two Slope) model was better fitted to the measured data, except when receiver is approaching the transmitter into the tunnel, where the Two-Ray model was the one that caused the best adjustment. In the large-scale analysis, the log-normal probability distribution obtained greater adherence to the empirical data. The mean values of delay were compatible with values of similar measurements of the literature and also presented a Log-normal distribution. The mean coherence band in the tunnel was equal to 1.1 MHz and 7.3 MHz, respectively, for 90% and 50% correlation between the spectral samples.

Keywords: Vehicular Communications, Channel Characterization, Sounding, Tunnel.

Sumário

1. INTRODUÇÃO	17
1.1. ESTADO DA ARTE	18
1.2. OBJETIVOS	19
1.3. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	19
2. O CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL	21
2.1. COMUNICAÇÕES DEDICADAS EM CURTO ALCANCE	21
2.1.1. WAVE	21
2.1.2. Alocação do Espectro em Comunicações Veiculares	22
2.2. MODELAGEM DO CANAL VEICULAR	23
2.2.1. Modelagem da Perda de Percurso	26
2.2.1.1. Modelo WINNER de Perda de Percurso em Microcélula	27
2.2.1.2. Modelos de Perda de Percurso <i>Single</i> e <i>Dual-Slope</i>	28
2.2.1.3. Modelo de Perda de Percurso de Dois Raios	29
2.2.1.4. Modelo da Universidade de Kangaku	31
2.2.2. Caracterização Faixa Estreita do Canal de Rádio Propagação	32
2.2.2.1. Desvanecimento causado por Múltiplos Percursos do Sinal	32
2.2.2.2. Sinais de Banda Estreita no Espaço Livre	33
2.2.2.3. Sinais de Banda Estreita e Desvanecimento Devido aos Multipercursos	34
2.2.2.4. Desvanecimento do Sinal Recebido em Pequena Escala	35
2.2.2.5. Desvanecimento do Sinal Recebido em Grande Escala	38
2.2.3. Caracterização Faixa Larga do Canal de Radiopropagação	39
2.2.3.1. Aleatoriedade de Canais Linearmente Variantes no Tempo	43
2.2.4. Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio Móvel	47
2.2.4.1. Retardo Excedido Médio	48
2.2.4.2. Espalhamento de Retardo RMS	48
2.2.4.3. Banda de Coerência	49
2.2.4.4. Deslocamento <i>Doppler</i>	50
2.2.4.5. Espalhamento <i>Doppler</i>	51
2.2.4.6. Tempo de Coerência	51
3. TÉCNICAS DE SONDAGEM	53
3.1. SONDAGEM EM FAIXA ESTREITA	53
3.2. SONDAGEM EM BANDA LARGA	53
3.2.1. Sondagem por Pulsos Periódicos	54
3.2.2. Sondagem por Compressão de Pulsos	54

3.2.3.	Técnica de Sondagem OFDM	55
3.2.3.1.	Processo de Geração e Recepção do Sinal OFDM	56
4.	AMBIENTE E <i>SETUP</i> DE MEDIÇÃO	60
4.1.	SINAL OFDM UTILIZADO NAS MEDIÇÕES REALIZADAS NO TÚNEL	60
4.1.1.	Parâmetros da Técnica de Sondagem OFDM Realizada no Túnel	62
4.2.	CARACTERÍSTICAS DO AMBIENTE E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES REALIZADAS NO TÚNEL	63
4.3.	SINAL OFDM UTILIZADO NAS MEDIÇÕES EM ÁREA ABERTA	70
4.3.1.	Parâmetros da Técnica de Sondagem OFDM na Área Aberta	71
4.4.	CARACTERÍSTICAS DO AMBIENTE E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES REALIZADAS NA ÁREA ABERTA	72
5.	ANÁLISE DE RESULTADOS	74
5.1.	CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM FAIXA ESTREITA	74
5.1.1.	Análise do Sinal no Túnel em Faixa Estreita	74
5.1.1.1.	Variabilidade do Sinal em Grande Escala do Sinal Recebido no Túnel	76
5.1.2.	Análise do Sinal em Faixa Estreita na Área Aberta	82
5.1.2.1.	Variabilidade do Sinal em Grande Escala do Sinal Recebido na Área Aberta	82
5.1.2.2.	Variabilidade do Sinal em Pequena Escala do Sinal Recebido na Área Aberta	84
5.2.	CARACTERIZAÇÃO DO SINAL EM BANDA LARGA	85
5.2.1.	Sensibilidade da Sonda Utilizada	86
5.2.2.	Perfil de Potência de Retardos no Túnel	87
5.2.3.	Análise e Modelagem Estatística dos Parâmetros de Dispersão Temporal nas Medições do Túnel	89
5.2.4.	Calculo da Banda de Coerência nas Medições do Túnel	93
5.2.5.	Comparação da Perda de Sinal com a Distância em Faixa Larga com os Modelos de Cobertura no Túnel	95
5.2.6.	Perfil de Potência de Retardos e Análise dos Parâmetros de Dispersão na Área Aberta	99
5.2.7.	Calculo da Banda de Coerência nas Medições da Área Aberta	101
5.3.	RESUMO DOS RESULTADOS	102
6.	CONCLUSÕES	104
6.1.	CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS	105
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	107
	APÊNDICE A - DISTRIBUIÇÃO DO NÚMERO DE COMPONENTES DE MULTIPERCURSO E GRÁFICOS DOS RETARDOS PARA AS CORRIDAS DAS MEDIÇÕES EM ÁREA ABERTA	111

APÊNDICE B - BANDA DE COERÊNCIA PARA AS CORRIDAS DAS MEDIÇÕES EM ÁREA ABERTA	117
APÊNDICE C - DATASHEETS DE EQUIPAMENTOS UTILIZADOS	120

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Alocação de canais de acordo com a FCC .	23
Figura 2 – Abordagem estocástica baseada em geometria.	26
Figura 3 – Geometria para o modelo de <i>path loss</i> WINNER em microcélula sem linha de visada.	28
Figura 4 – Geometria para o modelo de Dois Raios	29
Figura 5 – Geometria do modelo da Universidade de Kangalu em condições de LOS.	31
Figura 6 – Geometria para o modelo de <i>path loss</i> da Universidade de Kangaku em condições de NLOS	32
Figura 7 – Configuração de um ambiente rádio móvel	33
Figura 8 – Diagrama fasorial do sinal banda estreita em múltiplos percursos.	35
Figura 9 – FDP da distribuição de Rayleigh	37
Figura 10 – Distribuição de Rice para diferentes valores de K.	37
Figura 11 – Resposta ao impulso.	39
Figura 12 – Resposta ao impulso variante no tempo.	40
Figura 13 – Diagrama esquemático das funções de sistema.	42
Figura 14 – Perfil de potência de retardo com as componentes de multipercurso representadas.	48
Figura 15 – Deslocamento <i>Doppler</i> para dois veículos ao dirigir na mesma direção e com um espalhador móvel dirigindo na direção oposta	51
Figura 16 – Transmissão de um sinal OFDM.	56
Figura 17 – Símbolo OFDM – Espectro de frequência de 62.5 MHz.	61
Figura 18 – Vista aérea do túnel.	63
Figura 19 – Dimensões do túnel.	64
Figura 20 – Entrada do túnel.	64
Figura 21 – Área externa ao túnel. a) Vista frontal e b) Vista aérea.	65
Figura 22 – (a) Sistema transmissor e (b) Sistema Receptor.	66
Figura 23 – Configuração do Tx para transmissão em faixa estreita e larga.	67
Figura 24 – Diagrama de radiação da antena de transmissão. (a) Horizontal e (b) Vertical.	67
Figura 25 – Configuração do sistema receptor para as medidas de faixa estreita.	68
Figura 26 – Configuração do sistema receptor para as medidas de faixa larga.	68
Figura 27 – Diagrama de radiação da antena de recepção. (a) Horizontal e (b) Vertical.	69

Figura 28– Configuração do analisador de sinais na recepção.....	70
Figura 29 – Símbolo OFDM – Espectro de frequência de 40 MHz.....	71
Figura 30 – Local onde foram realizadas as medições e montagem do <i>setup</i>	72
Figura 31 – Afastamento no túnel – (a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.	75
Figura 32 – Aproximação no túnel. (a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.	75
Figura 33 – Afastamento na área externa ao túnel. a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.....	76
Figura 34– Variabilidade em grande escala do sinal recebido no sentido de afastamento no túnel.....	76
Figura 35– Variabilidade em grande escala do sinal recebido no sentido de aproximação no túnel.....	77
Figura 36– Variabilidade em grande escala do sinal recebido no sentido de afastamento fora do túnel.....	77
Figura 37 – Comparação entre os modelos para V2I – veículo se afastando do Tx no túnel. .	79
Figura 38 – Comparação entre os modelos para V2I – veículo se aproximando do Tx no túnel.....	79
Figura 39 – Comparação entre os modelos para V2I – veículo se afastando do Tx fora do túnel.....	80
Figura 40 – Afastamento dentro do túnel - Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.	81
Figura 41 – Aproximação dentro do túnel - Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.	81
Figura 42 – Afastamento fora do túnel - Desvanecimento em grande escala. a) FDP e (b) CDF.	81
Figura 43 – Corrida completa. (a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB....	82
Figura 44 – Perda de Percurso – Veículo se aproximando do Tx (trecho 1).	83
Figura 45 – Perda de Percurso – Veículo se afastando Tx (trecho 2).	84
Figura 46 – FDP – Variabilidade em grande escala. (a) Aproximação (b) Afastamento.....	84
Figura 47 – FDP – Variabilidade em pequena escala. (a) Aproximação (b) Afastamento.	85
Figura 48 – Túnel - Símbolos identificados na recepção pela correlação cruzada do prefixo cíclico.	86

Figura 49 – Primeiros perfis de retardos extraídos do trecho de afastamento.	87
Figura 50 – Perfil de potência de retardos na sondagem de um canal V2I.	88
Figura 51 – Ajuste do número de componentes de multipercurso no afastamento.....	89
Figura 52 – Ajuste do número de componentes de multipercurso na aproximação.....	89
Figura 53 – Afastamento. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.....	90
Figura 54 – Aproximação. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.....	90
Figura 55 – Afastamento. (a) FDP de τ e (b) CDF de τ	91
Figura 56 – Afastamento. a) FDP de $\sigma\tau$ e (b) CDF de $\sigma\tau$	92
Figura 57 – Aproximação – (a) FDP de τ e (b) – CDF de τ	92
Figura 58 – Aproximação. a) FDP de $\sigma\tau$ e (b) CDF de $\sigma\tau$	92
Figura 59 – Comparação da CDF de τ e de $\sigma\tau$ entre os trechos de afastamento e aproximação.	93
Figura 60 – Perfil de correlação normalizado para o perfil 2 no afastamento do Tx no túnel.	93
Figura 61 – BC 90% para cada perfil. (a) Afastamento. (b) Aproximação.....	94
Figura 62 – BC 50% para cada perfil. (a) Afastamento. (b) Aproximação.....	95
Figura 63 – Variação de BC em função de $\sigma\tau$ para correlação 90%. (a) Afastamento e (b) Aproximação.	95
Figura 64 – Variação de BC em função de $\sigma\tau$ para correlação 50%. (a) Afastamento e (b) Aproximação.	95
Figura 65 – Perda de percurso para o veículo se afastando do Tx no túnel.	97
Figura 66 – Perda de percurso para o veículo se aproximando do Tx no túnel.	97
Figura 67 – Comparação entre a perda de percurso do afastamento e aproximação.	98
Figura 68 – Afastamento - Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.....	98
Figura 69 – Aproximação-Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.	99
Figura 70 – Ajuste do número de componentes de multipercurso na primeira corrida.	100
Figura 71 – Corrida 1. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.	101
Figura 72 – Rota 3 - Variação de BC em função de $\sigma\tau$ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.	102

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Medições no canal veicular. NB: Banda Estreita, WB: Banda Larga, U:Urbano, SU: Suburbano, R: Rural, H: Rodovia, E: Via expressa.	19
Tabela 2 - Faixa aplicável para o modelo da Universidade de Kangalu em condições de LOS.	31
Tabela 3– Principais características das medições realizadas.	60
Tabela 4– Parâmetros do Sinal OFDM utilizado no túnel.	60
Tabela 5 – Parâmetros do <i>setup</i> de transmissão.	67
Tabela 6 – Parâmetros do <i>setup</i> de recepção.	69
Tabela 7– Parâmetros do Sinal OFDM utilizado na área aberta.	70
Tabela 8 – Parâmetros do <i>setup</i> de transmissão	73
Tabela 9 – Parâmetros do <i>setup</i> de recepção.	73
Tabela 10 – RMSE e γ para o veículo se afastando e se aproximando do TX.	78
Tabela 11– RMSE e γ para o veículo se afastando fora do túnel.	80
Tabela 12– Parâmetros da função distribuição de probabilidade Log-normal.	80
Tabela 13 – RMSE e γ para o veículo se se aproximando do Tx	83
Tabela 14 – RMSE e γ para o veículo se se afastando do Tx.	83
Tabela 15 – Parâmetros de ajuste das FDP às medições em pequena escala.	85
Tabela 16 - Comparação entre retardos medidos e outros trabalhos da literatura, em túnel.	90
Tabela 17 – Parâmetros de distribuição de τ e $\sigma\tau$	91
Tabela 18– Valores obtidos de banda de coerência e constante de ajuste k no túnel.	94
Tabela 19 – RMSE e γ para o veículo se afastando e se aproximando do TX.	97
Tabela 20 – Diferença média da perda de percurso entre aproximação e afastamento do TX.	98
Tabela 21 – Valores dos retardos e número de multipercursos calculados para cada corrida.	100
Tabela 22 – Valores obtidos de banda de coerência e constante de ajuste k na área aberta.	101
Tabela 23 – Resumo dos resultados obtidos nas análises em faixa estreita.	102
Tabela 24 – Resumo dos resultados obtidos nas análises em faixa larga e comparação a outras referências.	103

LISTA DE ABREVIATURAS

AFD – *Average Fading Duration*
AP – *Access Point*
BS – *Base Station*
CFAR – *Constant False Alarm Rate*
C-V2X - *Cellular Vehicle to Everything*
DSRC - *Dedicated Short-Range Communication*
EIRP - *Effective Isotropic Radiated Power*
ETSI - *European Telecommunication Standard Institute*
FCC - *Federal Communications Commission*
FFT – *Fast Fourier Transform*
GPS - *Global Positioning System*
GBSM – *Geometry Based Stochastic Model*
IEEE - *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
IFFT – *Inverse Fast Fourier Transform*
ITS - *Intelligent Transportation System*
LCR - *Level Crossing Rate*
LNA – *Low Noise Amplifier*
LOS – *Line of Sight*
NLOS – *Non-Line of Sight*
OBU - *On-Board Unit*
OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*
RFID - *Radio-Frequency IDentification*
RMS – *Root Mean Square*
RSU – *Roadside Unit*
SNR – *Signal to Noise Ratio*
STDCC - *Swept Time-Delay Cross-Correlator*
TDL – *Tapped Delay Line*
V2I -*Vehicle to Infrastructure*
V2V -*Vehicle to Vehicle*
WAVE - *Wireless Access in Vehicular Environment*
WSSUS - *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*

INTRODUÇÃO

Na atualidade, os novos veículos no mercado incorporam sofisticados sistemas computacionais, com diversos sensores interligados, pois os sensores de curto alcance empregados em sistemas de emergência, tais como alerta de colisão e assistência na pista, são insuficientes, especialmente quando estes sensores precisam expandir o raio de cobertura em casos de emergência, mas o alcance é limitado nas condições de linha de visada.

Prevê-se que o percentual de serviços de internet vinculados a veículos pode saltar de 10% hoje, para 90% até 2020 [1]. Veículos conectados poderão oferecer diversos serviços integrados aos motoristas (navegação em tempo real, assistência, diagnósticos *online*, etc) e passageiros (*e-mails*, vídeos sobre demanda, etc...), o que também implica em sistemas de comunicações precisos entre veículos, de forma a facilitar o acesso a estes serviços, aumentar a segurança e evitar acidentes.

Neste contexto, a comunicação veicular tem sido identificada como uma tecnologia chave para a melhoria da segurança nas rodovias e eficiência nos transportes, onde, através de mensagens de alerta vindas de outros veículos em movimento, pode-se prever o tráfego instantâneo de forma que se possa tomar a correta decisão em uma via, como por exemplo reduzir a velocidade ou mudar de faixa em uma rodovia de forma mais segura.

De forma a contribuir para tal comunicação veicular, este trabalho está concentrado na caracterização em faixa estreita e larga do sinal de propagação, por meio de sondagem do canal de rádio, em um sistema de transmissão fixo para um sistema móvel veicular, na frequência de 5.8 GHz, em dois ambientes: uma estrada de mão dupla e um túnel. Os mecanismos de propagação de ondas de rádio dentro de um túnel são diferentes das condições de ambiente aberto. Assim, a caracterização de canal nesses ambientes é crucial no planejamento de sistemas confiáveis de comunicação veicular operando sob essas condições.

Os canais rádio de propagação veicular, que são denominados como canais veículo-veículo (V2V) ou veículo-infraestrutura (V2I) são variantes no tempo e diferentes dos conhecidos canais celulares. Em comunicações V2V, o ambiente de propagação muda rapidamente devido à rápida mobilidade do Tx (transmissor) e do receptor (Rx). Além disso, ambas antenas transceptoras são da mesma altura e relativamente próximas ao nível do solo, o que aumenta o espalhamento em torno de ambas as unidades Tx e Rx. Tipicamente, os canais V2V e V2I são duplamente seletivos, onde os parâmetros do canal variam significativamente no domínio do tempo e frequência [2]. Isto significa que um estudo para canais celulares não pode

ser diretamente aplicado para canais veiculares e uma redefinição da modelagem do canal é necessária.

1.1. ESTADO DA ARTE

A evolução das redes veiculares tem avançado, significativamente desde a introdução dos sistemas de transporte inteligentes (*Intelligent Transportation System - ITS*) nos anos 90, que continuam a evoluir com as inovações tecnológicas que melhoram os mecanismos de assistência e proteção dos motoristas.

As comunicações veiculares, também chamadas de V2X são classificadas em comunicação V2V e V2I. Nesta última, a infraestrutura é constituída de uma unidade de rádio fixa, conhecida como Unidade de Comunicação (*Roadside Unit – RSU*), que transmite dados para veículos receptores, equipados com uma unidade denominada OBU (*On-Board Unit*).

No contexto da padronização das comunicações veiculares, os padrões do Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos (*Institute of Electrical and Electronics Engineers - IEEE*) 802.11p e a família IEEE 1609 (*Wireless Access in Vehicular Environment - WAVE*) foram definidos [3]. A tecnologia WAVE, classificada dentro das Comunicações Dedicadas de Curto Alcance (*Dedicated Short Range Communication - DSRC*), será descrita neste capítulo.

Recentemente, além da DSRC, outra tecnologia, já em fase de testes, conhecida como C-V2X (*Cellular Vehicle to Everything*), permite ao veículo se comunicar com o ambiente ao redor via celular.

Com o intuito de investigar as características de propagação do canal rádio em comunicações V2X, diversas campanhas de medição têm sido conduzidas nos últimos anos onde, em geral, são realizadas a modelagem e caracterização do canal em banda estreita e/ou banda larga. A tabela 1 sumariza campanhas de medições realizadas em diferentes frequências, tipo de sondagem, e o ambiente onde tais medidas foram realizadas.

Referência	Freq. (GHz)	Canal de Sondagem	Link	Ambiente	País	Ref.
Paier et al., 2007	5.2	WB	V2X	U, R, H	Suécia	[4]
Acosta & Ingram, 2007	5.9	WB	V2X	U, SU, E	Estados Unidos	[5]
Cheng et al., 2007	5.9	NB	V2V	SU	Estados Unidos	[6]
Cheng et al., 2008a	5.9	WB	V2V	SU, R, H	Estados Unidos	[7]
Bernadó., 2011	5.6	WB	V2V	Túnel	Suécia	[8]
Herman Fernandez, 2014	5.9	NB	V2V	U	Espanha	[9]
Billy Kihei et al 2015	5.9	NB	V2V	U, SU, R, H	Estados Unidos	[10]
Gonsioroski, 2015	0.7	NB, WB	V2I	Túnel	Brasil	[11]
Marcelo Mollina, 2018	5.8	WB	V2X	U, SU, H	Brasil	[12]

Tabela 1 – Medições no canal veicular. NB: Banda Estreita, WB: Banda Larga, U:Urbano, SU: Suburbano, R: Rural, H: Rodovia, E: Via expressa.

Os governos de diversos países têm iniciado a alocação fixa de porções do seu espectro de comunicação para sistemas de transporte inteligentes. Atualmente existem vários projetos de pesquisa em andamento, apoiados por fabricantes de automóveis, indústrias eletrônicas e governos estão em andamento para acelerar a implantação das redes sem fio de curto alcance, que exploram as comunicações veiculares. Essas redes são caracterizadas por topologias que mudam rapidamente e possuem tempo de conexão muito curto.

1.2. OBJETIVOS

Os principais objetivos do estudo a ser apresentado são:

- Montar um *setup* para medições constituído de um transmissor e um receptor, sendo o transmissor fixo e o sistema receptor móvel veicular, buscando realizar o estudo do sinal em banda estreita e banda larga no interior do túnel Engenheiro Raymundo de Paula Soares, popularmente conhecido como Túnel da Covanca;
- Sondar e caracterizar o ambiente de propagação nesta frequência, identificando o comportamento do canal rádio móvel em um cenário de comunicação veículo-infraestrutura; e
- Criar uma base de dados de informações de medições na faixa de frequência de 5.8 GHz.

1.3. ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

No capítulo 2, será feita uma breve descrição da modelagem de canal e em seguida serão detalhadas as principais características e parâmetros do canal de propagação rádio móvel. O

capítulo 3 trará algumas técnicas de sondagem tipicamente utilizadas na caracterização do canal rádio móvel, destacando-se a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), utilizada neste trabalho. O capítulo 4 descreverá o ambiente e *setup* de medições. No capítulo 5, serão apresentados detalhes das campanhas de medição e análise dos resultados. Por fim, no capítulo 6 serão apresentadas as conclusões obtidas a partir dos resultados.

2. O CANAL DE PROPAGAÇÃO RÁDIO MÓVEL

2.1. COMUNICAÇÕES DEDICADAS EM CURTO ALCANCE

A história que leva ao desenvolvimento do atual sistema DSRC remonta a aproximadamente duas décadas atrás. No início dos anos 90, tornou-se claro que os coletores de pedágio poderiam ser simplificados por transponders de identificação por radiofrequência (RFID) na frequência definida de 915 MHz. Os fornecedores logo identificaram que seria possível desenvolver sistemas focados em melhorar a segurança das rodovias e evitar colisões, porém em outras frequências [13]. O desenvolvimento do padrão DSRC resultou no padrão IEEE 802.11p, que juntamente com o padrão IEEE 1609.x é considerado, atualmente, o padrão *wireless* mais promissor quando se trata de comunicações V2V e V2I [13].

A comunicação veicular de curto alcance objetiva prover alta transferência de dados, com baixa latência de comunicação, para uma área delimitada por redes veiculares. Este tipo de comunicação engloba uma larga faixa de possíveis aplicações como: mensagens seguras em V2I e V2V, atualização de informações de tráfego veicular, coletores de taxas em pedágios, além de várias outras aplicações.

Diversos países já definiram a frequência e a banda a ser utilizada para comunicações V2V e V2I, onde se destaca a Comissão Federal de Comunicações (*Federal Communications Commission* - FCC), nos Estados Unidos, que alocou 75 MHz do espectro em 5.9 GHz para o transporte inteligente.

Os sistemas baseados em DSRC são utilizados em quase todo o mundo, entretanto, atualmente esses sistemas não são compatíveis entre os países [3], portanto, o papel da padronização é de extrema importância para que a interoperabilidade seja assegurada, especialmente nas comunicações veiculares, para que se desenvolvam sistemas compatíveis entre veículos de diversas partes do mundo.

2.1.1. WAVE

Desde o ano de 2004, o WAVE constitui a parte central de um sistema DSRC e vem sendo desenvolvido pelo grupo de trabalho IEEE, sendo o termo utilizado para descrever o conjunto de padrões IEEE 1609.x, que tem foco nas camadas de rede. Este grupo de trabalho objetiva: permitir o desenvolvimento de dispositivos de comunicação veicular que se comuniquem com baixo *overhead* e baixa latência em apoio ao transporte seguro, eficiente e sustentável, contribuindo para o conforto e conveniência do usuário [14].

Em sua estrutura, este padrão para redes sem fio em ambientes veiculares conta com o mecanismo de multiplexação por divisão de frequências ortogonais (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing* - OFDM), que possibilita altas taxas de transmissão entre os sistemas veiculares, com baixa interferência intersimbólica [13]. Este mecanismo será detalhado no capítulo 3.

O Sistema WAVE busca fornecer serviços contínuos e interoperáveis para o ITS. Conforme o próprio nome sugere, este sistema, como previsto atualmente, é projetado para atender às necessidades de comunicação de elementos móveis no setor de transporte. Outros dispositivos, fixos e portáteis, também são previstos, embora em muitos dos cenários de uso, ao menos um dos dispositivos envolvidos na comunicação WAVE deva ser associado a um veículo.

O foco do WAVE é na comunicação entre veículos e de veículo para infraestrutura, tendo como requisitos para o seu *design*, os padrões IEEE WAVE que incluem os padrões IEEE 1609-2013, 1609-2010, 1609-2010, P1609, 1609.11-2010, 1609.1, e 802.11-2012, respectivamente [14].

2.1.2. Alocação do Espectro em Comunicações Veiculares

Os sistemas para comunicações veiculares experimentam atualmente, a escassez do espectro de frequências [1], cujas principais razões são: aplicações que requerem muitos recursos de espectro e a quantidade crescente de dispositivos e veículos conectados. Conseqüentemente, os requisitos de largura de banda também aumentam. Em ambientes urbanos esta escassez é mais severa devido à alta densidade de veículos e outros dispositivos que seriam conectados.

Na busca de possíveis faixas de frequência para aplicações V2V e V2I, identificam-se três oportunidades de uso no atual espectro, que são: o espectro licenciado, que pode ser utilizado através da tecnologia de rádio cognitivo; utilização da faixa não-licenciada da rede WiFi com uma solução para entregar informação a baixo custo; e oportuna utilização da rede celular, através da comunicação de um dispositivo diretamente com o outro.

Neste contexto, vale destacar que a Comissão Federativa de Comunicações (*Federal Communications Commission* – FCC) alocou, inicialmente nos Estados Unidos, o espectro de 5.9 GHz para o uso do sistema de comunicação V2V ou V2I. A faixa de frequência deste espectro de 75 MHz varia de 5.850 GHz a 5.925 GHz, com uma banda de guarda de 5 MHz na borda inferior desta faixa, conforme ilustra a Figura 1. Este sistema foi planejado para a utilização de 7 canais licenciados:

- Canal 178: canal de controle;
- Canais 172, 174, 176, 180 e 184: canais de serviço;
- Canais 174 e 176 e canais 180 e 182: podem ser combinados formando respectivamente os canais 175 e 181;
- Canais 172 e 184: são designados para aplicações de segurança pública envolvendo segurança da vida e propriedade. O FCC definiu o canal 172 para segurança em comunicações V2V para evitar ou atenuar os acidentes, segurança da vida e propriedade. O canal 184 é utilizado para comunicações em alta potência e longas distâncias, ideal para aplicações de segurança pública [14].

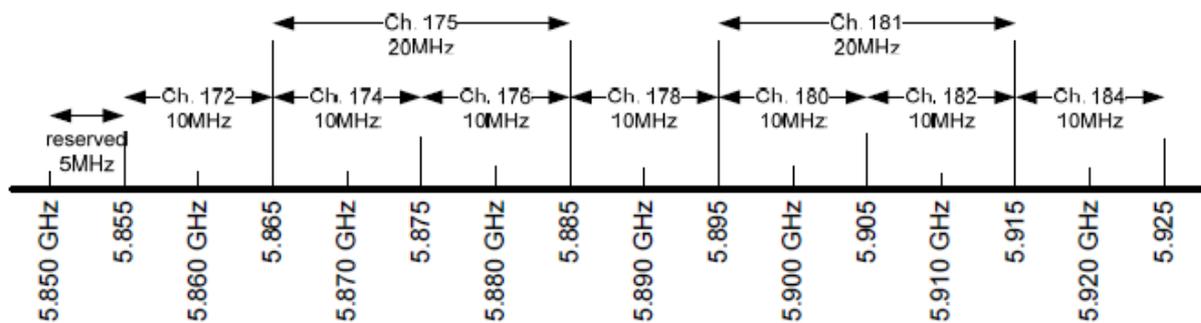


Figura 1 - Alocação de canais de acordo com a FCC [14].

Na Europa, o ETSI (*European Telecommunication Standard Institute*) adotou a banda DSRC para aplicações ITS, atribuindo 50 MHz (de 5.875 GHz para 5.925 GHz)

Além da banda DSRC de 5,9 GHz, recentemente o Japão alocou 10 MHz na faixa de 700 MHz (de 755 a 765 MHz) para aplicativos ITS [15].

Até o momento, como o Brasil não definiu a frequência para o uso das Comunicações Dedicadas de Curto Alcance, a faixa de 5.8 GHz foi definida para este trabalho, por estar próxima às faixas já definidas em outros países.

2.2. MODELAGEM DO CANAL VEICULAR

Em um canal sem fio, o sinal se propaga do transmissor ao receptor através de vários caminhos, interagindo com diversos elementos como, árvores, edifícios, veículos, etc. As contribuições das diversas componentes se somam, resultando em desvanecimento, variação do nível de potência recebida com o tempo com réplicas do sinal chegando ao receptor com diferentes atrasos, logo, o sinal recebido pode experimentar a dispersão no tempo (seletividade em frequência) devido à propagação por múltiplos caminhos. Além disso, devido ao movimento dos terminais, ou ao movimento de qualquer objeto que interage no ambiente de propagação, o

sinal recebido pode experimentar seletividade de tempo (dispersão em frequência), como consequência das mudanças na relação de fase entre as réplicas recebidas [16].

A caracterização do canal quantifica os parâmetros de propagação do sinal no canal de propagação através de medições, para entender como o canal de propagação distorce o sinal transmitido que se propaga através dele. Os diferentes mecanismos de propagação que podem afetar o sinal nos canais *wireless*, como difração, refração, espalhamento e transmissão através de objetos irregulares, tornam difícil a modelagem do canal [16], portanto, para propósitos práticos, são necessárias aproximações e simplificações do ambiente de propagação. Com isso, um modelo de canal é uma representação simplificada, centrada nestes aspectos que podem afetar, significativamente, o desempenho do sistema *wireless*.

Para canais veiculares, distingue-se V2V de V2I. Esses canais não só diferem um do outro, mas também daqueles em comunicação celular. Em cenários celulares, a estação base (BS) é fixa, elevada e localizada em ou acima do nível do telhado, de modo que seu ambiente próximo esteja livre de espalhadores. Além disso, a maioria dos dispersores relevantes são imóveis ou se movem bastante devagar. A distância entre a BS e o usuário abrange aproximadamente, 10 m a 10 km [17].

Enquanto em V2I é previsto um ponto fixo de acesso em média altura, em comunicações V2V não há ponto de acesso (*Access Point* - AP) ou estação base e ambos Rx e Tx podem se mover com diferentes velocidades e direções. As antenas normalmente são montadas no teto dos veículos, nas alturas de 1 a 2 m [17], em que muitos espalhadores relevantes se movem e a distância máxima entre o Tx e Rx é de poucas centenas de metros. Caso o cenário inclua uma rua em um campo aberto ou uma rua movimentada em um ambiente urbano, o número de elementos espalhadores do sinal pode ser significativo.

No cenário V2I o canal de propagação é similar a um cenário microcelular se a antena da BS ou AP está numa altura elevada, entretanto, se a antena está em baixa altura, o canal torna-se similar a um cenário V2V. Todas estas características influenciam na relação de transmissão e recepção no canal de rádio. Como estas relações variam em diferentes cenários, é improvável que um sistema *wireless*, dimensionado para um ambiente específico, funcione em outros cenários. Com isso, torna-se necessária a análise de diversas propriedades que caracterizem o canal e a definição de modelos de propagação que se adequem a cada tipo de ambiente.

Na literatura disponível sobre modelagem do canal, encontram-se diferentes classificações para modelos de canais sem fio, tais como, modelos de faixa estreita e faixa larga, analíticos e realísticos, de duas dimensões ou três, entre outros. Independentemente do tipo de

classificação, os modelos de canais *wireless* baseiam-se, principalmente, em uma das três abordagens que serão descritas a seguir [16]:

A primeira abordagem é a determinística, que caracteriza a propagação física no canal utilizando uma descrição geométrica do ambiente e técnicas de traçado de raios (*ray-tracing*). Um modelo de canal determinístico caracteriza os parâmetros de um canal físico em ambientes específicos, através da solução das equações de Maxwell de uma forma determinística, ou utilizando descrições analíticas dos mecanismos básicos de propagação (exemplo: propagação no espaço livre, difração, reflexão e o processo de espalhamento). Estes modelos requerem uma descrição geográfica do ambiente onde a propagação ocorre, além das propriedades eletromagnéticas dos objetos que interagem no meio. Vale ressaltar que o termo determinístico se refere à forma como os mecanismos de propagação são descritos. As principais desvantagens deste modelo é a complexidade computacional e a necessidade de um banco de dados geográfico com alta resolução para alcançar boa precisão. Por outro lado, como vantagem, tem-se a facilidade em realizar simulações ao invés de realizar extensivas campanhas de medições.

A segunda abordagem é a estocástica. Esta é orientada para a caracterização dos parâmetros do canal em termos de funções de densidade de probabilidade normalmente baseadas em extensas campanhas de medição. Modelos estocásticos descrevem o comportamento dos parâmetros do canal de uma maneira estocástica, sem o conhecimento da geometria do ambiente e são baseados em medições no canal de dados. Para simulações de sistema e propósito de projetos, o modelo de canal utilizado em V2V para banda larga TDL (*Tapped Delay Line*), tem sido adotado devido à sua baixa complexidade. Os parâmetros do modelo TDL são descritos de uma forma estocástica. A principal desvantagem dos modelos estocásticos V2V com base na representação TDL é o comportamento não estacionário do canal veicular [16].

Por fim, a terceira abordagem é a estocástica baseada em geometria, que assume uma abordagem estocástica com objetos interagindo em torno do transmissor e receptor e em seguida, realiza uma abordagem determinística. As aproximações determinísticas e estocásticas podem ser combinadas para melhorar a eficiência do modelo do canal, resultando no modelo estocástico baseado em geometria (*Geometry-Based Stochastic Model - GBSM*). A filosofia do GBSM se aplica a uma caracterização assumindo uma distribuição estocástica (aleatória) de objetos interagindo entre as posições do transmissor e receptor. Para reduzir a carga computacional, técnicas de traçados de raios simplificadas podem ser incorporadas, e para reduzir a complexidade do modelo, pode-se supor que os objetos interagindo estão distribuídos

em formas regulares. A Figura 2 mostra um ambiente urbano V2V típico, e sua descrição geométrica correspondente, baseada em dois anéis, e uma elipse onde os espalhadores são colocados. Para levar em conta os espalhadores ao redor do transmissor ou do receptor na via rápida / rodovia com mais pistas do que em ambientes urbanos / suburbanos, vários anéis de dispersores podem ser considerados em torno do transmissor / receptor na descrição geométrica do ambiente de propagação, resultando no chamado modelo de espalhamento de multianéis.

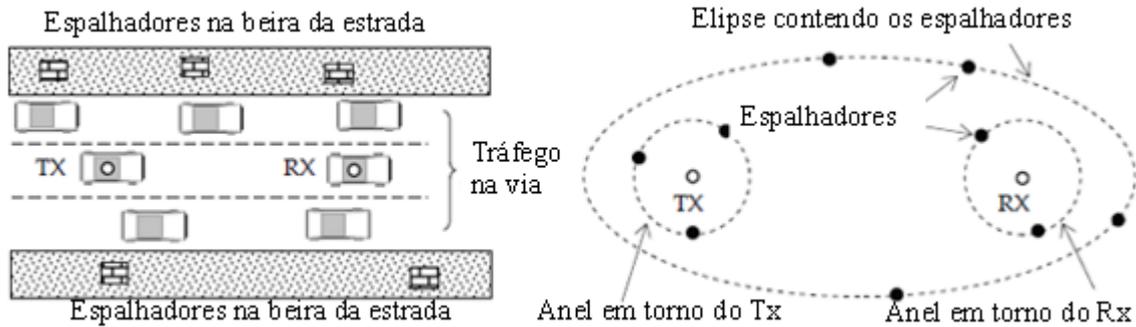


Figura 2 – Abordagem estocástica baseada em geometria [16].

2.2.1. Modelagem da Perda de Percurso

A perda de percurso (*path loss*) é um dos mais importantes parâmetros utilizados no *link budget*, medindo a qualidade do enlace. A *path loss* leva em conta todos os fenômenos de propagação que podem ocorrer em um canal de rádio, como a propagação no espaço livre, reflexão difração e espalhamento, e é influenciada pelo ambiente de propagação (urbano, suburbano ou rural), pelas características direcionais e altura das antenas e a distância entre o transmissor e receptor. A perda de percurso é um fator de degradação da relação sinal ruído (*Signal to Noise Ratio* - SNR), limitando, portanto, a área de cobertura. Nas condições de propagação do espaço livre, para o transmissor e receptor separados por uma distância d , em metros, a potência recebida, em dBm, denotada por $P_R(d)$, é dada pela fórmula de Friis definida como:

$$P_R(d) = P_T + G_T + G_R - 10 \log(4\pi d / \lambda_c)^2 \quad (1)$$

onde P_T é a potência transmitida (em dBm), G_T e G_R são os ganhos da antena transmissora e receptora (em dBi) e λ_c é o comprimento de onda, em metros, associado à frequência portadora f_c . O último termo da equação 1 representa a perda de percurso para as condições de propagação no espaço livre, $PL_{fs}(d)$, expressa em decibéis (dB) como:

$$PL_{fs}(d) = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda_c} \right)^2 \quad (2)$$

Em condições diferentes do espaço livre, a *path loss* expressa em dB e denotada por $PL(d)$, pode ser definida na forma geral abaixo:

$$PL(d) = \overline{PL}(d) + X_\sigma \quad (3)$$

onde $\overline{PL}(d)$ representa a perda de percurso média (em dB) e X_σ representa uma variável gaussiana aleatória com média zero e desvio padrão σ . A variável X_σ é explicada devido ao desvanecimento em grande escala ou sombreamento (*shadowing*), que ocorre quando existem grandes obstáculos como edifícios ou morros, causando uma considerável queda no nível de sinal recebido ou, ainda, interrompendo a comunicação de forma instantânea.

Em muitos modelos de canal, a perda de percurso média é proporcional ao logaritmo da distância, como por exemplo, $\overline{PL}(d) \propto 10\gamma \log(d)$, sendo γ o expoente de perda de percurso, extraído de dados de medição do canal (da equação 2, $\gamma=2$ para o espaço livre), e depende das características do ambiente [16].

Existem diferentes modelos de *path loss* propostos na literatura, tanto para propagação V2I quanto V2V. Nos itens seguintes, serão detalhados alguns modelos que podem ser utilizados em simulações de redes veiculares.

Na modelagem de *path loss*, é importante considerar modelos que são definidos dentro da faixa de 5.8 GHz. Na literatura, para V2I, um dos modelos definidos, que será descrito no próximo tópico é conhecido como WINNER, desenvolvido pelo projeto europeu *Wireless World Initiative New Radio* (WINNER) [16].

Para a estimação da perda de percurso em transmissões veículo-veículo, outros modelos, como o de inclinação simples (*single-slope*), o de dupla inclinação (*dual-slope*), e o típico modelo de Dois Raios (*Two-Ray*) são os mais usuais. Além deles, será descrito um modelo mais elaborado de *path loss* definido na Universidade de Kangalu, no Japão [16].

2.2.1.1. Modelo WINNER de Perda de Percurso em Microcélula

O modelo mostrado aqui corresponde a uma extensão do modelo microcélula B1 [18]. Este modelo é baseado em resultados de medições, considerando a propagação com e sem linha de visada (*line of sight* - LOS e *non line of sight* - NLOS). A sua validade é para faixas de frequências de 2 a 6 GHz. Este modelo de *path loss* consiste de um modelo *dual-slope* com uma altura efetiva e um *breakpoint* ou distância crítica, denominada d_c [16], estimada como:

$$d_c = \frac{4h'_T h'_R}{\lambda_c} \quad (4)$$

onde λ_c é o comprimento de onda associado à frequência portadora f_c , $h'_T = h_T - h_0$ e $h'_R = h_R - h_0$, nas quais h_T e h_R são as alturas das antenas transmissora e receptora respectivamente,

e h_0 é a altura efetiva devido à presença de veículos entre o transmissor e o receptor e está relacionada às condições de tráfego, variando de 0,5 (baixo tráfego) a 1,5 (alto tráfego). Para um tráfego moderado, $h_0 = 1$. Se d é a distância entre o transmissor e o receptor, a perda de percurso média sobre condições de linha de visada é expressa como:

$$PL_{LOS}(d) = \begin{cases} 22.7 \log d + 41 + 20 \log(f_c/5), & d < d_c \\ 40 \log d + 41 - 17.3 \log d_c + 20 \log(f_c/5), & d \geq d_c \end{cases} \quad (5)$$

Para este modelo, assume-se a máxima distância como vários quilômetros. Para as alturas das antenas transmissoras e receptoras, a seguinte faixa é proposta: $5 \text{ m} < h_T < 20 \text{ m}$ e $1.5 \text{ m} < h_R < 20 \text{ m}$, respectivamente. Este modelo pode ser aplicado em conexões V2I fazendo $h_T = h_{RSU}$ e $h_R = h_{OBU}$, onde h_{RSU} e h_{OBU} são as alturas das antenas da RSU e OBU, respectivamente. No cenário sem linha de visada, a *path loss* média pode ser expressa pela equação 6:

$$PL_{NLOS}(d_1, d_2) = PL_{LOS}(d = d_1) + 20 - 12.5n_j + 10n_j \log(d_2), \text{ e} \quad (6)$$

$$n_j = \max\{2.8 - 0.0024d_1, 1.84\}$$

A geometria para o modelo de *path loss* WINNER em microcélula para condições NLOS, é mostrada na figura 3, onde as distâncias d_1 e d_2 são também ilustradas. A equação 6 é válida para $d_2 > W_s/2$, sendo W_s a largura da rua. Para $d_2 \leq W_s/2$, o modelo com LOS pode ser aplicado. De acordo com a equação 3, o efeito de sombreamento pode ser modelado pelo desvio padrão de 3 dB para condições de LOS e 4 dB para condições NLOS.

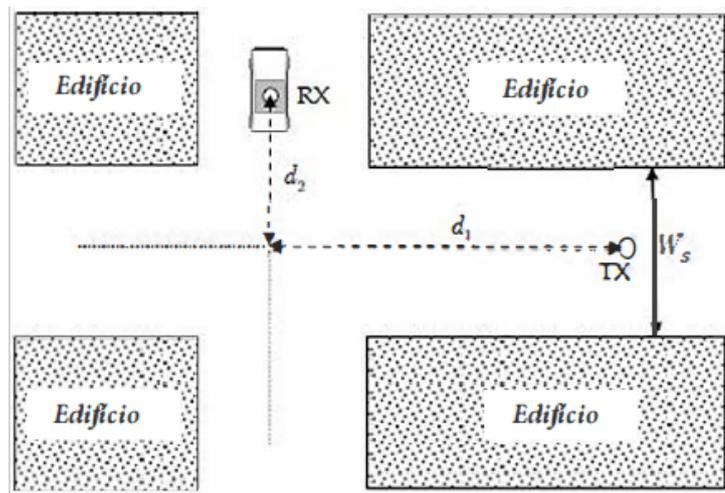


Figura 3 – Geometria para o modelo de *path loss* WINNER em microcélula sem linha de visada.

2.2.1.2. Modelos de Perda de Percurso *Single* e *Dual-Slope*

No canal de propagação sem fio, o modelo convencional de *path loss* *single-slope* (log ou *Log-Distance*) assume que a potência recebida decresce com o logaritmo da distância entre o transmissor e receptor. A perda de percurso média pode ser estimada como:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10\gamma \log(d/d_0), \quad (7)$$

onde d é a distância de separação entre o transmissor e receptor, $\overline{PL}(d_0)$ é a perda de percurso média para uma distância de referência d_0 , e γ , conforme já mencionado anteriormente, é o expoente de perda de percurso. Na prática, técnicas de regressão linear baseadas em dados de medições são utilizadas para encontrar o valor deste expoente.

Há ambientes, entretanto, onde um modelo *dual-slope* (*Log-Distance* modificado) pode se ajustar aos dados medidos de forma mais precisa. Este modelo, com dupla inclinação, é caracterizado por um expoente de perda de percurso γ_1 e desvio padrão σ_1 até uma distância crítica d_c , e um expoente γ_2 e desvio padrão σ_2 para uma distância acima da distância crítica. A perda de percurso média para este modelo pode ser estimada como:

$$\overline{PL}(d) = \begin{cases} \overline{PL}(d_0) + 10\gamma_1 \log(d/d_0), & d_0 \leq d \leq d_c \\ \overline{PL}(d_0) + 10\gamma_1 \log(d_c/d_0) + 10\gamma_2 \log(d/d_c), & d > d_c \end{cases} \quad (8)$$

Segundo Green e Hata [19], a distância crítica d_c é estimada como $d_c = 2\pi h_T h_R / \lambda_c$, entretanto, Xia et al. [20] propuseram a distância $d_c = 4h_T h_R / \lambda_c$, que é mais precisa para enlaces V2V. Na prática, d_c está relacionada às características do ambiente de propagação e, certamente, será diferente entre ambientes urbanos, suburbanos, rodovias e áreas rurais. De maneira similar ao modelo WINNER, Emmelmann et al. [21] propuseram a distância $d_c = 4h'_T h'_R / \lambda_c$, onde as variáveis h'_T e h'_R já foram descritas anteriormente.

2.2.1.3. Modelo de Perda de Percurso de Dois Raios

O modelo de Dois Raios (*Two-Ray*) é largamente utilizado em condições de LOS devido à sua simplicidade. De acordo com a definição clássica do modelo de propagação *Two-Ray*, as ondas do caminho direto e refletido pelo solo podem ser levadas em conta para estimar a perda quando há linha de visada entre o transmissor e o receptor e não há veículos entre eles. A geometria para este modelo é ilustrada na figura 4.

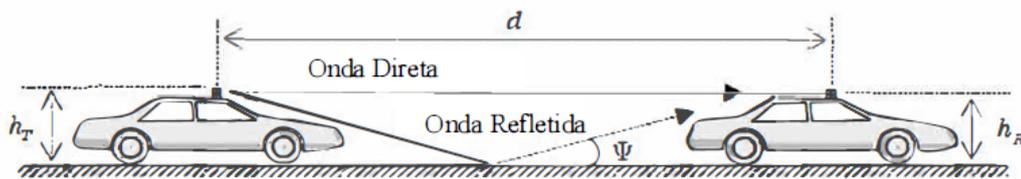


Figura 4 – Geometria para o modelo de Dois Raios [16].

A superposição de ambos raios direto e refletido na antena receptora, resulta em um ganho na força do campo elétrico, representado por $|E_T/E_D|$, onde E_T e E_D são o campo total e o campo direto na antena receptora, respectivamente. Da geometria dada na figura 4, o termo $|E_T/E_D|$ pode ser calculado como:

$$|E_T/E_D| = \left| 1 + \rho_{\perp,\parallel}(\Psi) \frac{d}{d + \Delta d} \exp(-jk\Delta d) \sqrt{\frac{G_T(\theta_r, \varphi_r) G_R(\theta_r, \varphi_r)}{G_T(\theta_d, \varphi_d) G_R(\theta_d, \varphi_d)}} \right| \quad (9)$$

onde $\rho_{\perp,\parallel}(\Psi)$ é o coeficiente de reflexão de Fresnel do solo para polarização vertical (\parallel) ou para horizontal (\perp), associado ao ângulo de elevação Ψ ; $k = 2\pi/\lambda_c$ é o número de onda na frequência portadora e Δd é a diferença entre o percurso da onda refletida e da direta e que, para $h_T, h_R \ll d$, pode ser estimado por:

$$\Delta d \approx 2h_T h_R / d \quad (10)$$

A equação 9 também leva em conta o padrão de ganho das antenas transmissora e receptora $G_T(\theta, \phi)$ e $G_R(\theta, \phi)$, com (θ_d, φ_d) e (θ_r, φ_r) sendo as direções angulares associadas com os percursos direto e refletido, respectivamente. Para longas distâncias, onde $d \gg h_T, h_R$, a equação 9 pode ser simplificada para:

$$|E_T/E_D| \approx \left| 2 \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda_c d} \right) \right| \quad (11)$$

Quando o modelo de Dois Raios é considerado, a fórmula de Friis mostrada na equação 1 pode ser reescrita como:

$$P_R(d) = P_T + G_T(\theta_d, \varphi_d) + G_R(\theta_d, \varphi_d) - PL_{FS}(d) + 10 \log |E_T/E_D|^2, \quad (12)$$

sendo a perda de percurso total no enlace, para esse caso:

$$PL(d) \triangleq 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda_c} \right)^2 - 10 \log |E_T/E_D|^2 \quad (13)$$

Medições reportadas em [22] mostram que o modelo *Two-Ray* pode ser utilizado em rodovias e ambientes rurais. Devido ao caminho direto que pode ser afetado pelo ambiente em volta, Kunisch e Pamp [22] sugerem a seguinte *path loss* para o modelo de Dois Raios:

$$\overline{PL}_{Two-ray}(d) = PL_0 + 10\gamma \log d - 10 \log |E_T/E_D|^2, \quad (14)$$

onde γ é um expoente de perda diferente de 2 e PL_0 é uma constante. Ambos γ e PL_0 podem ser extraídos dos dados medidos através de técnicas de regressão linear.

Quando $\Delta d \ll \lambda_c$, a equação 9 pode ser simplificada para:

$$|E_T/E_D| \approx 2 \frac{2\pi h_T h_R}{\lambda_c d}, \quad (15)$$

então a perda de percurso total poderá ser dada por:

$$PL(d) \approx 10 \log \left(\frac{d^2}{h_T h_R} \right)^2 \quad (16)$$

2.2.1.4. Modelo da Universidade de Kangaku

Baseado em medições do canal, a fórmula de predição para estimar a perda de percurso média em ambientes urbanos, com condições de LOS e NLOS foi proposto por Ito *et al*, em 2007 [23].

A média da perda de percurso sob condições de LOS pode ser estimada como:

$$\begin{aligned} \overline{PL}_{LOS} = & \left[10.4 + 1.3 \log \left(\frac{h_T h_R}{\lambda_c} \right) \right] \log d \\ & + 24.6 \log \left(1 + \frac{d}{d_c} \right) + 19.4 \log f_c + 3.9 \log W_s + 33, \end{aligned} \quad (17)$$

onde f_c é a frequência da portadora, d_c é a distância crítica estimada por $d_c \approx 8h_T h_R / \lambda_c$ e W_s é a largura da rua. A geometria do modelo para condições de linha de visada é mostrada na figura 5. A tabela 2 resume a faixa de validação da equação 17.

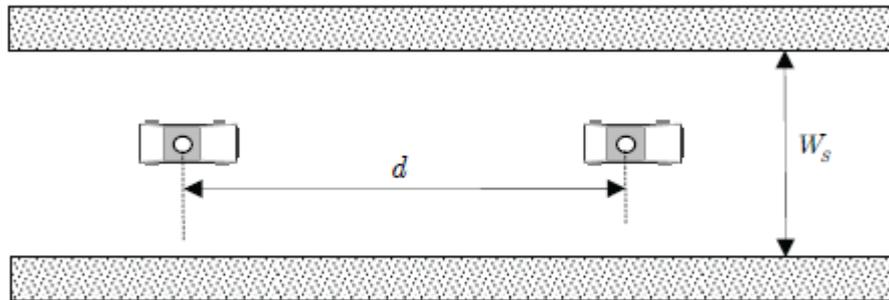


Figura 5 – Geometria do modelo da Universidade de Kangalu em condições de LOS [16].

Parâmetro	Ambiente Urbano
$d(m)$	2-1000
$f_c(GHz)$	0.4-6
$W_s(m)$	8, 20, 40,60
$h_T h_R(m)$	0.5-3.5

Tabela 2 - Faixa aplicável para o modelo da Universidade de Kangalu em condições de LOS.

Para condições de NLOS, o modelo considera a geometria e parâmetros ilustrados na figura 6. A perda de percurso média estimada é:

$$\overline{PL}_{NLOS} = \begin{cases} \overline{PL}_{LOS}, & D \leq d_{EL} \\ \min(\overline{PL}_{NLOS-1}, \overline{PL}_{NLOS-2}), & D > d_{EL} \end{cases} \quad (18)$$

onde
$$D = d_1 + W_{S1} + W_{S2} + d_2, \quad (19)$$

$$d_{EL} = d_1 + W_{S1} + W_{S2} + (W_{S1}W_{S2}/d_1), \quad (20)$$

e

$$\overline{PL}_{NLOS-1} = \{(3.2 - 0.033W_1 - 0.022W_2)d_1 + 39.4\}\{\log D - \log d_{EL}\} + L_{LOS}(d_{EL}), \quad (21)$$

$$\overline{PL}_{NLOS-2} = \left\{-6.7 + 11.2 \log\left(\frac{h_T h_R}{\lambda_c}\right)\right\} \log D + \left\{25.910.1 \log\left(\frac{d_1}{\lambda_c}\right)\right\} \log\left(1 + \frac{D}{d_c}\right) + 19.8 \log(f_c) - 3.8 \log(W_1 W_2) + 57.7, \quad (22)$$

com $d_c = 4h_T h_R / \lambda_c$ sendo a distância crítica.

Uma nova modificação, que melhora a predição da perda de percurso foi proposta em [24], para ambas as condições de LOS e NLOS, onde as perdas de percurso média dadas pelas equações 17 e 22 são substituídas por:

$$\overline{PL}_{LOS} = \left[7.2 + 7.1 \log\left(\frac{h_T h_R}{\lambda_c}\right)\right] \log(D') 28.3 \log\left(1 + \frac{D'}{d_c}\right) - 1.2 \log(f_c) - 19.6 \log(W_s) + 65.9 \quad (23)$$

$$\overline{PL}_{NLOS-2} = \left\{47.6 + 6.6 \log\left(\frac{h_T h_R}{\lambda_c}\right)\right\} \log(D') + \left\{89.1 - 33 \log\left(\frac{d_1}{\lambda_c}\right)\right\} \log\left(1 + \frac{D'}{d_c}\right) + 19.9 \log(f_c) - 11.3 \log(W_1 W_2) + 2.8, \quad (24)$$

sendo $D' = d_1 + d_2$. As equações (23) e (24) foram ajustadas a partir de medições realizadas sob condições reais de tráfego.

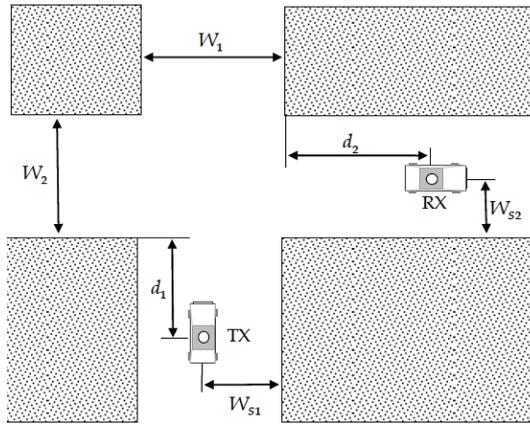


Figura 6 – Geometria para o modelo de *path loss* da Universidade de Kangaku em condições de NLOS [24].

2.2.2. Caracterização Faixa Estreita do Canal de Rádio Propagação

2.2.2.1. Desvanecimento causado por Múltiplos Percursos do Sinal

Na maioria dos canais, o sinal transmitido chega ao receptor por várias direções sobre uma multiplicidade de caminhos. A fase e a amplitude do sinal chegando de cada caminho estão

relacionadas com a distância e condições do meio, o que resulta em uma considerável flutuação de amplitude do sinal composto recebido. Uma análise exata da propagação do multipercurso pode ser solucionada através das equações de Maxwell, com as condições de borda computacionalmente calculadas e normalmente, apenas estruturas simples são tratadas. Uma aproximação analítica simples é aproximar a propagação da onda de rádio à propagação da onda óptica e determinar os caminhos de chegada através das regras de óptica geométrica. Este método é comumente conhecido como traçado de raios (*ray tracing*) [25]. As antenas de transmissão e recepção são assumidas como pontos irradiantes e cada caminho é modelado como um raio. O raio é o caminho de um projétil ideal viajando em linha reta e se reflete dos objetos de acordo com as regras da óptica geométrica. A figura 7 representa um ambiente móvel, onde o sinal chega por 2 caminhos. Um algoritmo de traçado de raios mais completo inclui o mecanismo de transmissão e reflexão em paredes e difração em bordas de edifícios.

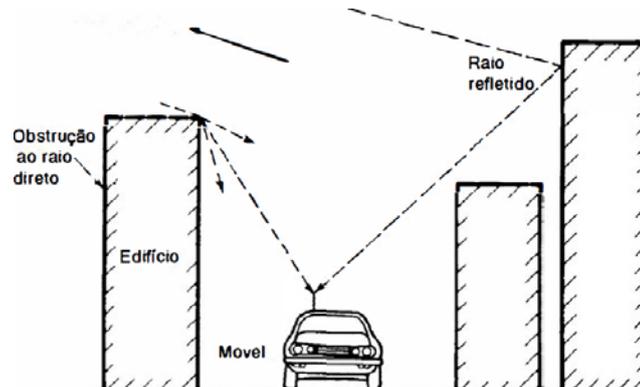


Figura 7 – Configuração de um ambiente rádio móvel [27].

2.2.2.2. Sinais de Banda Estreita no Espaço Livre

A propagação no espaço livre fornece um ambiente ideal para a comunicação em um caminho único e esta é uma descrição simplificada para a análise da propagação do sinal de rádio em múltiplos percursos. No espaço livre, a relação entre a potência transmitida P_t e a recebida P_r na frequência f é dada por:

$$\frac{P_r}{P_t} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (25)$$

onde G_t e G_r são os ganhos das antenas transmissoras e receptoras respectivamente, d é a distância entre o transmissor e o receptor, em metros; $\lambda = c/f$ é o comprimento de onda do sinal transmitido e c é a velocidade da propagação da onda de rádio no espaço livre. Para curtas distâncias, definindo-se $P_0 = P_t * G_r * (\lambda/4\pi d)^2$ como a potência normalizada recebida na distância de 1m tem-se:

$$P_r = \frac{P_0}{d^2} \quad (26)$$

Em um único caminho, a potência decresce com o quadrado da distância. Na escala logarítmica tem-se:

$$10 \log_{10} P_r = 10 \log_{10} P_0 - 20 \log_{10} d \quad (27)$$

o que revela uma perda na potência do sinal de 20dB/década.

2.2.2.3. Sinais de Banda Estreita e Desvanecimento Devido aos Multipercursos

Seja um sinal s com amplitude A_t e frequência f , e $s = \text{Re}(A_t e^{j2\pi f t})$, transmitido no espaço livre apenas com a linha de visada entre o transmissor e o receptor. Na prática, para se ter uma transmissão em LOS, uma área aberta ou uma antena bem diretiva é necessária. O sinal recebido será $\text{Re}(A_r e^{j2\pi f (t-\tau)}) = A_r e^{j\Phi_r} e^{j2\pi f t}$, onde A_r é a amplitude do sinal recebido, sendo τ , o retardo de transmissão e $\Phi_r = -2\pi f \tau = -2\pi f d/c = -2\pi d/\lambda$ é a fase do sinal. Sabendo que a potência decai com o quadrado da distância, a amplitude do sinal decresce linearmente com a distância entre o transmissor e receptor, logo, a amplitude do sinal recebido na distância d será $A_r = A_0/d$, onde $A_0 = \sqrt{P_0}$, é a amplitude do sinal recebido a uma distância d_0 do transmissor [25].

No ambiente multipercurso, com exceção do caminho com linha de visada, todos os outros terão pelo menos uma ordem de reflexão, transmissão ou difração antes de chegar ao receptor. Neste ponto, pode-se considerar apenas as reflexões, sendo que uma parte da potência no percurso é absorvida e a outra é refletida. Supondo-se que o caminho seja refletido K_i vezes antes de chegar ao receptor e a cada reflexão o coeficiente de reflexão seja a_{ij} , o fator de reflexão será:

$$a_i = \prod_{j=1}^{k_i} a_{ij} \quad (28)$$

onde a_{ij} é o coeficiente de reflexão para a j -ésima reflexão do i -ésimo caminho, portanto, as amplitudes destes sinais recebidos estão sujeitas tanto à perda por reflexão assim como à perda com a distância.

Se existem L percursos e a distância do i -ésimo percurso é d_i , a amplitude e a fase do sinal são dadas por:

$$A_r e^{j\Phi_r} = A_0 \sum_{i=1}^L \frac{a_i}{d_i} e^{j\Phi_i} \quad (29)$$

onde $\Phi_i = -2\pi d_i/\lambda$. O diagrama de fasor na figura 8 pode representar os sinais chegando por diferentes caminhos, bem como a amplitude e fase do sinal recebido. O sinal recebido é dado por:

$$P_r = P_0 \left| \sum_{i=1}^L \frac{a_i}{d_i} e^{j\Phi_i} \right|^2 \quad (30)$$

Para um usuário em movimento, a amplitude do percurso muda lentamente, mas a fase se altera rapidamente a uma taxa de $2\pi/\lambda$ radianos por metro. As amplitudes opostas e de mesma direção dos vetores se somam, resultando em flutuações na amplitude do vetor resultante.

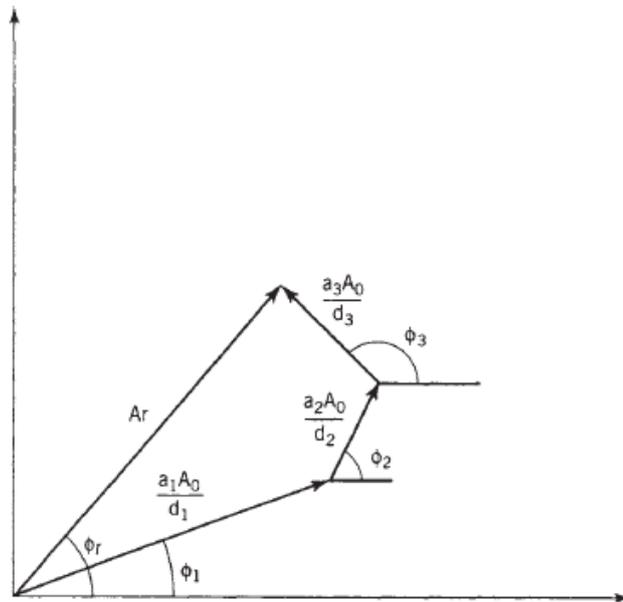


Figura 8 – Diagrama fasorial do sinal banda estreita em múltiplos percursos [25].

Em muitas circunstâncias, é muito complicado descrever todos os processos de reflexão difração e espalhamento que determinam as diferentes componentes multipercursos. Assim é preferível descrever a probabilidade que certo parâmetro do canal tem de assumir determinado valor. Distribuições estatísticas que se ajustam à variabilidade do sinal em pequena e grande escala serão descritas a seguir.

2.2.2.4. Desvanecimento do Sinal Recebido em Pequena Escala

Em uma distância muito curta, a potência do sinal recebido varia em torno de um valor médio. Estas flutuações ocorrem numa escala que é comparável a um comprimento de onda e,

portanto, dão origem ao desvanecimento em pequena escala. A razão destas flutuações é a interferência entre as componentes de multipercurso. O comportamento da variação em pequena escala normalmente é representado por funções de densidade de probabilidade (FDP) do tipo Rayleigh, Rice ou Nakagami-m.

A distribuição de Rayleigh pode ser aplicada para os casos onde não há uma componente de sinal dominante, em que se considera um cenário com N ondas planas de multipercurso, criadas por reflexões/espalhamento de diferentes objetos interagindo [26]. Sua FDP é definida como:

$$FDP(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \quad 0 \leq r < \infty \quad (31)$$

onde r é a envoltória do sinal e σ^2 é a variância das componentes em fase e em quadratura da envoltória. Para $r < 0$ a FDP é nula uma vez que as amplitudes são positivas, por definição.

Outra função importante é a função de distribuição cumulativa CDF (r), definida com o a probabilidade que a realização de uma variável aleatória tenha um valor menor do que r . A CDF é, portanto, a integral da FDP:

$$CDF(r) = \int_{-\infty}^r FDP(u) du$$

Aplicando-se a equação para a FDP de Rayleigh, tem-se:

$$CDF(r) = 1 - \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right)$$

Para pequenos valores de r , pode se fazer a aproximação para:

$$CDF(r) \approx \frac{r^2}{2\sigma^2}$$

A distribuição Rayleigh possui as seguintes propriedades, conforme ilustrado na figura 9:

Valor médio

$$\bar{r} = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}}$$

Valor médio quadrático
(RMS)

$$\bar{r}^2 = 2\sigma^2$$

Variância

$$\bar{r}^2 - (\bar{r})^2 = 2\sigma^2 - \sigma^2 \frac{\pi}{2} = 0.429\sigma^2 \quad (32)$$

Valor médio

$$r_{50} = \sigma \sqrt{2 \ln 2} = 1.18\sigma$$

Máximo valor da $fdp(r)$

$$\max(fdp(r)) \text{ ocorre em } r = \sigma$$

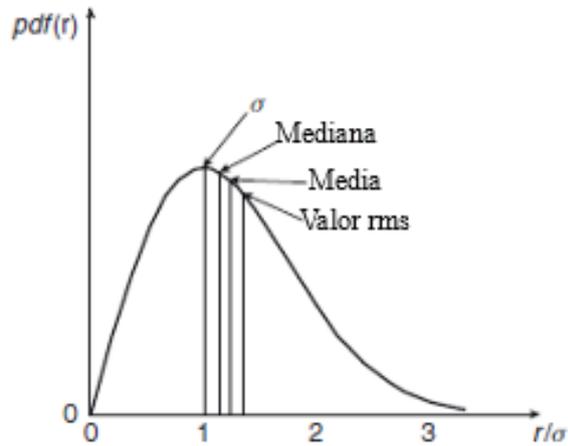


Figura 9 – FDP da distribuição de Rayleigh [26].

Quando existe um multipercurso dominante do sinal, uma componente em linha de visada está presente, a envoltória do sinal poderá seguir uma distribuição de Rice, cuja FDP é dada por:

$$FDP_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad 0 \leq r < \infty \quad (33)$$

onde A é a amplitude da componente dominante e I_0 é a função de Bessel modificada de primeiro tipo, de ordem 0. Verifica-se que, se $A = 0$, a distribuição de Rice se torna Rayleigh. A razão de potência entre uma componente de LOS e uma componente difusa do sinal, $A^2/(2\sigma^2)$ é chamada de fator K_r de Rice e a sua variação pode ser ilustrada na figura 10.

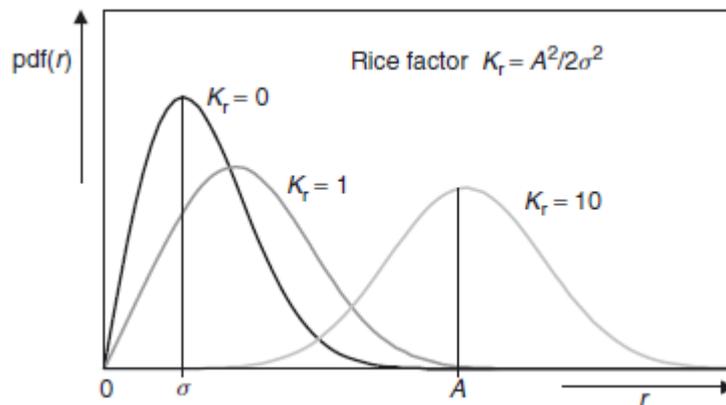


Figura 10 – Distribuição de Rice para diferentes valores de K [26]

Outra distribuição, que descreve as flutuações de sinal em canal com desvanescimento e também se aplica a cenários com a presença de uma componente multipercurso dominante é a Nakagami-m. Esta distribuição pode modelar flutuações severas e a sua FDP é descrita como:

$$FDP_r(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right), \quad (34)$$

Para $r \geq 0$ e $m \geq 1/2$; $\Gamma(m)$ é a função Gamma de Euler. O parâmetro $\bar{\Omega}$ representa o valor médio quadrático $\bar{\Omega} = \overline{r^2}$ e o parâmetro m é :

$$m = \frac{\bar{\Omega}^2}{(r^2 - \bar{\Omega})^2} \quad (35)$$

As distribuições de Nakagami-m e Rice possuem formas similares e podem ser aproximadas uma da outra. Para $m > 1$ o fator m pode ser computado de K_r onde:

$$m = \frac{(K_r + 1)^2}{2(K_r + 1)} \quad (36)$$

enquanto

$$K_r = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \quad (37)$$

É importante destacar que para as distribuições de Rice e Nakagami-m, os parâmetros estimados nas equações 36 e 37 se aproximam, mas não coincidem. Ressalta-se ainda que, quando $m=1$ ou $k=0$, a distribuição de Nakagami-m se torna igual à distribuição de Rayleigh e para valores de m muito grandes, se aproxima de uma distribuição gaussiana [26].

Por último, tem-se ainda a distribuição Weibull, que é mais uma que pode se ajustar ao desvanecimento num ambiente multipercurso. É representada na forma:

$$p_\alpha(\alpha) = c \left[\frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right)}{\Omega} \right]^{\frac{c}{2}} \alpha^{c-1} e^{-\left(\frac{\alpha^2}{\Omega} \Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right)\right)^{\frac{c}{2}}}, \alpha \geq 0 \quad (38)$$

Para o caso especial onde $c=2$, a equação 38 descreve a distribuição de Rayleigh e, quando $c=1$, tem-se uma distribuição exponencial.

2.2.2.5. Desvanecimento do Sinal Recebido em Grande Escala

O desvanecimento lento ou em grande escala ocorre em distâncias com vários comprimentos de onda, tal que produzam uma variação média do sinal no caminho entre o transmissor e o receptor. Grandes obstruções, como uma montanha, ou grandes edifícios obscurecem o sinal transmitido entre o transmissor e receptor. Normalmente, o desvanecimento em grande escala, também chamado de sombreamento (*shadowing*) é modelado como uma gaussiana (normal ou Log-normal, se em dB), que é tradicionalmente utilizada para caracterizar a variação da potência média devido ao sombreamento. Neste caso, a distribuição Log-normal costuma se apresentar com um desvio padrão que varia de 4 a 12 dB [26], tendo a sua função de densidade de probabilidade $P(x)$ e distribuição cumulativa $F(x)$, descritas como:

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \frac{1}{x} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\ln x - m}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (39)$$

$$(40)$$

$$F(x) = \frac{1}{2} \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{\ln x - m}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right]$$

onde:

m é a média.

σ é o desvio padrão.

x é a variável aleatória que representa o valor normalizado do sinal

2.2.3. Caracterização Faixa Larga do Canal de Radiopropagação

O canal de propagação rádio móvel comporta-se de forma dispersiva tanto na frequência como no tempo, fazendo com que a sua caracterização seja de suma importância para que se defina, adequadamente as técnicas de modulação, codificação e processamento do sinal que compensem as distorções introduzidas no sinal transmitido. Esta caracterização, em geral, pode ser desenvolvida considerando-se que estes canais sejam lineares e variantes no tempo.

Buscando simplificar o equacionamento que caracterize o canal, embora se saiba que os canais de rádio possuem características lineares, aleatórias e variantes no tempo, considera-se, inicialmente, que o canal é um sistema linear e invariante no tempo, recebendo, portanto, um tratamento determinístico [28].

Um sistema linear no domínio do tempo é descrito em função da sua resposta ao impulso definida por $h(t)$. Para um sistema com uma resposta ao impulso invariante no tempo, a resposta ao impulso será sempre a mesma, independente do momento em que o impulso foi aplicado à entrada. Ao excitar o sistema com uma entrada $x(t)$, a sua resposta $y(t)$ pode ser determinada pela convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (41)$$

A equação acima é a base para sistemas lineares invariantes no tempo.

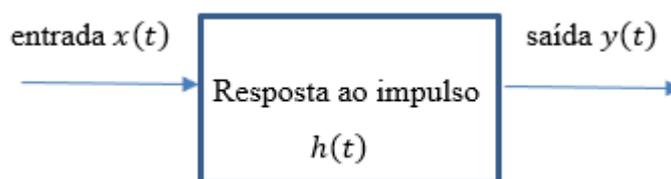


Figura 11 – Resposta ao impulso.

Quando um sistema é excitado por um sinal de entrada $x(t)$ impulsional, a sua saída $y(t)$ será a própria resposta ao impulso $h(t)$.

Segundo a teoria de Fourier, pode-se inferir que a convolução de duas funções no domínio do tempo corresponde a uma simples multiplicação no domínio da frequência, sendo, portanto, a saída determinística de um canal linear invariante no tempo definida por:

$$Y(f) = H(f)X(f) \quad (42)$$

onde $X(f)$ corresponde à transformada de Fourier do sinal de entrada e $H(f)$, à função de transferência de um sistema linear invariante no tempo, que pode ser escrita matematicamente pela transformada de Fourier da resposta ao impulso, conforme a equação 43:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)e^{-j2\pi ft} d\tau \quad (43)$$

Na prática, um canal real é também variante no tempo e pode ser descrito pela sua resposta impulsiva, onde a envoltória complexa da resposta ao impulso deste sistema variante no tempo é dada por $h(t, \tau)$, onde t é o instante no qual é medida a resposta ao impulso, τ é a variável que define o retardo e $(t - \tau)$, representa o instante no qual o impulso unitário foi aplicado. Fisicamente, tem-se uma resposta do canal no tempo t para um impulso aplicado há τ segundos no passado. Uma vez que um canal físico não pode ter uma saída antes da entrada ter chegado, $h(t, \tau)$ deve estar sujeito à condição de τ maior que zero [27]. Dessa forma um canal rádio móvel variante no tempo será representado por:

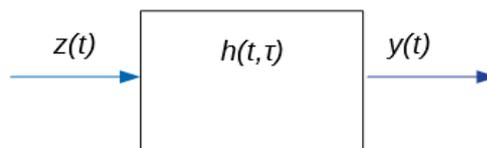


Figura 12 – Resposta ao impulso variante no tempo.

sendo $z(t)$ a envoltória complexa do sinal $x(t)$ representado por:

$$x(t) = \text{Re}[z(t)e^{-j2\pi f_0 t}] \quad (44)$$

onde $\text{Re}[\cdot]$ é a parte real de uma função complexa e f_0 é a frequência da portadora.

Deste modo, a resposta determinística de um sistema variante no tempo é escrita pela seguinte integral de convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (45)$$

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

A resposta ao impulso $h(t, \tau)$ pode ser considerada como um conjunto contínuo de percursos com diferenças de tempo muito pequenos entre si. O canal caracterizado por esta

função pode ser seletivo tanto na frequência quanto no tempo. Os canais seletivos na frequência podem ser entendidos como aqueles em que, em ambiente de multipercurso, o espalhamento temporal ocasiona mudança de amplitude nas várias componentes em determinadas frequências do sinal transmitido. Nesse sentido, quando a mudança de amplitude ocorre de forma similar em várias componentes do sinal transmitido, o canal é dito plano. Já os canais seletivos no tempo são aqueles que estão melhores em determinados intervalos e mais degradados em outros.

Da mesma forma que os sistemas invariantes no tempo, a função de transferência de um sistema variante no tempo é dada pela transformada de Fourier da resposta ao impulso, porém neste caso a transformada será em relação à variável de atraso τ .

A partir de $h(t, \tau)$ tem-se a função de transferência variante no tempo $H(t, f)$:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (46)$$

Esta é a função que estabelece a resposta em frequência de um sistema variante no tempo. Da figura 12 tem-se:

$$Y(f) = H(t, f) \cdot Z(f) \quad (47)$$

$$H(t, f) = \frac{Y(f)}{Z(f)} \quad (48)$$

Partindo das duas expressões acima, pode se concluir que quando a saída $y(t)$ for resultado da envoltória complexa de entrada $z(t)$, pelo canal variante no tempo, esta saída pode ser escrita como:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f) \cdot H(t, f) e^{-j2\pi ft} df \quad (49)$$

onde

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (50)$$

Uma técnica de sondagem no domínio da frequência fornece os valores correspondentes à função $H(t, f)$ com ajuda de um analisador vetorial de rede. Sendo $H(t, f)$ conhecido, pode-se realizar estatísticas referentes aos parâmetros de dispersão temporal, sendo um dos mais importantes, a banda de coerência (BC), que se refere à faixa de frequência na qual o canal apresenta alta correlação entre as amplitudes das componentes espectrais.

Assim como $h(t, \tau)$ caracteriza o canal em função do tempo e retardo, este canal também pode ser caracterizado também em relação à frequência e deslocamento *Doppler* (v),

por meio da função de sistema $D(f, v)$, que é determinada por meio da transformada dupla de Fourier de $h(t, \tau)$ em t e τ , pela seguinte equação:

$$D(f, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \right] e^{-2\pi ft} dt \quad (51)$$

$$D(f, v) = \int_{-\infty}^{+\infty} H(t, f) e^{-j2\pi vt} dt \quad (52)$$

Esta função foi chamada pelos estudiosos Bello [29] e Parsons [27] de função de sistema no domínio da frequência. O espectro de saída será representado pela superposição de réplicas do espectro da envoltória complexa do sinal de entrada $Z(f)$, com diferentes deslocamentos *Doppler* e mostrado conforme a equação (53):

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - v) D(f - v, v) dv \quad (53)$$

Bello e Parsons definiram, ainda outra função $S(\tau, v)$, denominada função de transferência do canal no domínio retardo/deslocamento *Doppler*, que descreve o comportamento do canal tanto pelos retardos τ , quanto pelo deslocamento em frequência *Doppler*. Esta função pode ser escrita em função da transformada direta de Fourier em $h(t, \tau)$ em t , ou pela transformada inversa de Fourier de $D(f, v)$ em f .

$$S(v, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi vt} dt \quad (54)$$

$$S(v, \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} D(f, v) e^{j2\pi f\tau} df \quad (55)$$

Um diagrama esquemático das funções de sistema tenta mostrar como as funções bidimensionais mostradas até aqui estão relacionadas através de transformadas simples de Fourier. A figura 13 equivale ao diagrama original proposto por Bello, mostrando de forma clara cada parâmetro tratado em cada transformada direta e inversa.

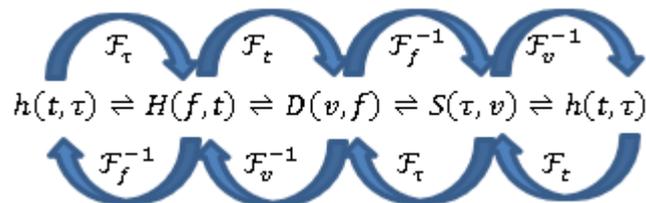


Figura 13 – Diagrama esquemático das funções de sistema.

As transformadas direta e inversa de Fourier, que são representadas respectivamente por \mathcal{F} e \mathcal{F}^{-1} , indicam qual parâmetro da função bidimensional foi tratado pela transformada. As letras que representam cada uma das funções mostradas na figura 13 dependem de cada autor. Neste trabalho, as letras h e H representam as funções impulso e transferência de sistemas

variantes no tempo, respectivamente. A letra D representa a função de sistema no domínio da frequência, fazendo analogia ao termo “*Doppler*”, uma vez que o espalhamento *Doppler* pode ser estimado através desta função.

2.2.3.1. Aleatoriedade de Canais Linearmente Variantes no Tempo

Uma vez introduzidas as várias descrições de canal e o relacionamento entre elas, pode-se estender a análise para uma discussão de canais reais, que são aleatoriamente variantes no tempo, e as funções de sistema se tornam processos estocásticos. A fim de descrever a caracterização de tais canais exatamente, o conhecimento de funções de densidade de probabilidade multidimensional de todo o sistema de funções é requerido, porém na prática é difícil de ser alcançado. Uma aproximação menos exata, mas mais realista é baseada numa caracterização estatística em termos das funções de correlação para vários sistemas de funções. Esta aproximação é atrativa, pois permite que a função de autocorrelação do canal de saída seja determinada [27]. Parsons propõe uma forma prática e aceitável de tratar estatisticamente o canal aleatório variante no tempo a partir das funções de autocorrelação apresentadas anteriormente.

Sabe-se da teoria de processos estocásticos, que se uma função qualquer $y(t)$ é um processo aleatório complexo, a sua autocorrelação pode ser definida por:

$$R_{y(t,s)} = E[y(t)y^*(s)] \quad (56)$$

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

Dessa forma, as funções de autocorrelação que representam o comportamento do canal rádio a partir das funções de sistema podem ser escritas como:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(t, \tau). h^*(s, \eta)] \quad (57)$$

$$R_H(f, m; t, s) = E[H(f, t). H^*(m, s)] \quad (58)$$

$$R_D(f, m; v, \mu) = E[H(f, v). H(m, \mu)] \quad (59)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = E[S(\tau, v). h^*(\eta, \mu)] \quad (60)$$

As variáveis τ e η são retardos associados aos instantes de tempo t e s , respectivamente. Já as variáveis v e μ correspondem ao deslocamento *Doppler* associado às variáveis de frequência f e m , respectivamente.

Aplicando a propriedade da conjugação à função determinística $H(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau$, sabe-se que $H^*(t, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(t, \tau)e^{j2\pi f\tau} d\tau$, logo pode-se escrever que:

$$H(f, t).H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)e^{-j2\pi f\tau}d\tau \int_{-\infty}^{+\infty} h^*(s, \eta)e^{-j2\pi m\eta}d\eta \quad (61)$$

$$H(f, t).H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)h^*(s, \eta)e^{-j2\pi(f\tau-m\eta)}d\tau d\eta \quad (62)$$

Ao se aplicar o valor esperado em ambos os lados da equação (62), tem-se:

$$E[H(f, t).H^*(m, s)] = E\left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau)h^*(s, \eta)e^{-j2\pi(f\tau-m\eta)}d\tau d\eta\right] \quad (63)$$

$$E[H(f, t).H^*(m, s)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)]e^{-j2\pi(f\tau-m\eta)}d\tau d\eta \quad (64)$$

Substituindo-se a equações 57 e 58 na equação 62, chega-se a:

$$R_H(f, m; t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta)e^{-j2\pi(f\tau-m\eta)}d\tau d\eta \quad (65)$$

e, portanto,

$$R_H(f, m; t, s) = \mathcal{FF}_{\tau, \eta}[R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (66)$$

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

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

De forma semelhante, obtém-se:

$$R_D(f, m; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(f, m; t, s)e^{-j2\pi(vt-\mu s)}dtds \quad (67)$$

e logo,

$$R_D(f, m; v, \mu) = \mathcal{FF}_{t, s}[R_H(f, m; t, s)] \quad (68)$$

e ainda,

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta)e^{-j2\pi(vt-\mu s)}dtds \quad (69)$$

e logo,

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \mathcal{FF}_{t, s}[R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (70)$$

Muitos canais físicos possuem estatísticas de desvanecimento tais que podem ser assumidos como estacionários em curtos períodos de tempo ou sobre curtas distâncias [27]. Embora estes canais não sejam necessariamente estacionários no sentido estrito, eles podem ser considerados estacionários no sentido amplo (WSS – *Wide Sense Stationary*). Os canais WSS são aqueles em que as suas funções de correlação são invariantes a uma translação no eixo do

tempo e possuem média estatística constante (independente do intervalo de observação), ou seja, que $R(t_1, t_2) = R(t_1 - t_2)$. Utilizando esta propriedade considerando as variáveis de tempo $t - s = \xi$ ou $s = t - \xi$, pode-se reescrever as funções de correlação R_h e R_H como:

$$R_h(t, t - \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) \quad (71)$$

$$R_H(f, m; t, t - \xi) = R_H(f, m; \xi) \quad (72)$$

As equações 67 e 69 serão necessárias para aplicar a mesma propriedade nas funções de correlação R_S e R_D . A equação 57 será utilizada para efeito de demonstração:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) e^{-j2\pi(vt - \mu s)} dt ds \quad (73)$$

Substituindo $s = t - \xi$ na equação 73, tem-se:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, t - \xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi(vt - \mu(t - \xi))} dt d\xi \quad (74)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi vt} e^{-j2\pi \mu t} e^{-j2\pi \mu \xi} dt d\xi \quad (75)$$

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} e^{-j2\pi(v - \mu)t} dt \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi \mu \xi} d\xi \quad (76)$$

onde a primeira integral corresponde a um impulso unitário $\delta(v - \mu)$, que é diferente de zero apenas quando $v = \mu$. Portanto a equação 76 pode ser escrita como:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(v - \mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi v \xi} d\xi \quad (77)$$

em que a integral desta última equação representa a densidade espectral de potência no domínio v . Sendo assim, a equação 77 será reduzida a:

$$R_S(\tau, \eta; v, \mu) = \delta(v - \mu) P_S(\tau, \eta; v) \quad (78)$$

A mesma análise pode ser feita para R_D :

$$R_D(f, m; v, \mu) = \delta(v - \mu) P_S(f, m; v) \quad (79)$$

Em canais práticos, também é comum se considerar que os multipercursos possuem espalhamento descorrelacionado (US – *Uncorrelated Scatering*), ou seja, o sinal transmitido possui uma duração que permite que os espalhadores afastados uns dos outros possam ser considerados descorrelacionados, no tocante aos efeitos dos retardos provocados por eles. Dessa forma o ganho e deslocamento de fase de um retardo gerado por certo espalhador é descorrelacionado do ganho e atraso de outro retardo gerado por outro espalhador.

Realizando uma análise semelhante ao que foi desenvolvido anteriormente na determinação das equações 71 e 72 e definindo a variável de frequência $\Omega = f - m$, chega-se aos seguintes resultados:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(t, s; \tau) \quad (80)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)P_S(\tau, \nu; \mu) \quad (81)$$

onde

$$P_h(t, s; \tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\Omega; t, s) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (82)$$

e

$$P_S(\tau, \nu; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_D(\Omega; \nu, \mu) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (83)$$

que são, respectivamente as densidades de potência de retardo e de retardo *Doppler*.

Pela combinação do WSS e US, tem-se o canal WSSUS. Com isso, Bello [29] demonstrou que, nos canais WSSUS, as funções de autocorrelação podem ser simplificadas e mostradas como:

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(\xi; \tau) \quad (84)$$

$$R_H(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_H(\Omega; \xi) \quad (85)$$

$$R_D(f, f + \Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu)P_D(\Omega; \nu) \quad (86)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau) \delta(\nu - \mu)P_S(\tau, \nu) \quad (87)$$

Conforme o que foi explanado neste capítulo, chega-se às seguintes conclusões:

- 1) As funções de maior interesse para a determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal são as que derivam da função espalhamento de retardo $h(t, \tau)$;
- 2) Em termos estatísticos, a envoltória complexa do sinal recebido pode ser determinada pela autocorrelação da resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo $h(t, \tau)$, conforme demonstrado a seguir:

Ao realizar a autocorrelação da envoltória complexa da saída com canal $y(t)$ a partir da equação 45 tem-se:

$$R_y(t, s) = E \left[\int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) h(t, \tau) h^*(s, \eta) d\tau d\eta \right] \quad (88)$$

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) E[h(t, \tau) h^*(s, \eta)] d\tau d\eta \quad (89)$$

Fazendo uso da equação 56, tem-se:

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(s - \eta) R_h(t, s; \tau, \eta) d\tau d\eta \quad (90)$$

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

$$R_y(t, t - \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(t - \xi - \eta) (\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) d\tau d\eta \quad (91)$$

- 4) Num mesmo instante de observação ($\xi = 0$), a densidade espectral cruzada de potência $P_h(\xi; \tau)$ passa a ser igual a $P_h(\tau)$. A equação 91 passa a ser:

$$R_y(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (92)$$

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

$$R_y(\tau, \tau) = P_h(\tau) \quad (93)$$

A equação acima mostra que a função de autocorrelação do sinal de saída de canais WSSUS é descrita, estatisticamente pela distribuição temporal da potência recebida, chamada de perfil de potência de retardos. Esta contribuição, apresentada por Parsons [27], permite encontrar os parâmetros de dispersão de um canal real, linear, variante no tempo, sem que seja necessário o conhecimento prévio das funções de densidade de probabilidade conjunta de todas as funções de sistema mostradas na figura 13.

2.2.4. Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio Móvel

A fim de caracterizar os canais com multipercursos e desenvolver algumas orientações gerais para sistemas *wireless*, parâmetros que caracterizam o canal são usados. O retardo excedido médio (*mean excess delay*), espalhamento de retardo RMS (*RMS delay spread*) e espalhamento de retardo excedido (*excess delay spread*) são parâmetros do canal multipercurso que podem ser determinados por meio do perfil de potência de retardos [30].

O perfil de potência de retardos, mostrado na figura 14, representa o comportamento temporal em que as réplicas do sinal transmitido, resultantes do espalhamento sofrido ao longo do canal, chegam ao receptor. Ao percorrerem diferentes percursos devido à reflexão e difração nos obstáculos existentes entre a antena transmissora e receptora, as réplicas alcançam o receptor com atrasos distintos.

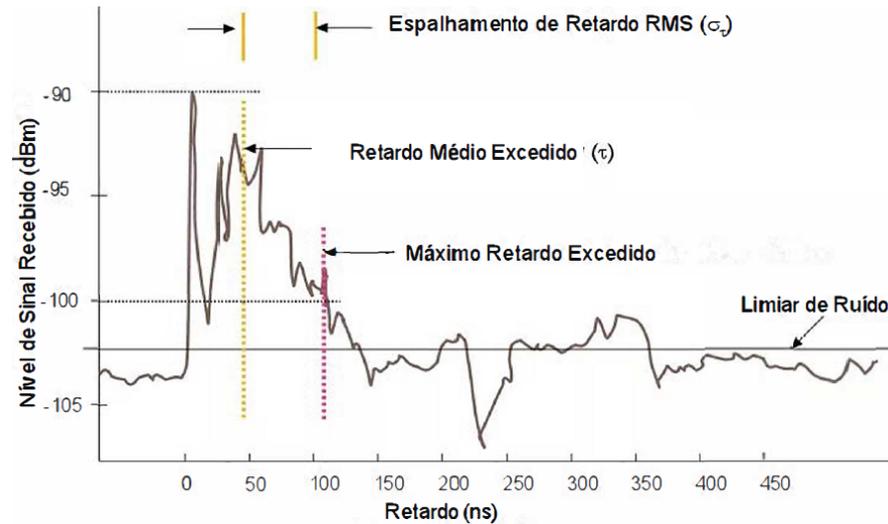


Figura 14 – Perfil de potência de retardo com as componentes de multipercurso representadas.

2.2.4.1. Retardo Excedido Médio

A representação do perfil de retardos de potência $P_h(\tau)$ é realizada através de um plano cartesiano com a potência da réplica do sinal no eixo das ordenadas e o atraso temporal de cada réplica no eixo das abscissas.

A partir de $P_h(\tau)$ o retardo excedido médio ($\bar{\tau}$) descreve o atraso médio da propagação das componentes retardadas em relação à primeira componente a chegar no receptor. Este retardo representa o primeiro momento do perfil de potência de retardos, sendo definido por:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}$$

e na forma discreta, sendo representado como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)} \quad (94)$$

2.2.4.2. Espalhamento de Retardo RMS

Outro parâmetro de dispersão temporal é o espalhamento de retardo RMS (σ_{τ}), que mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (os valores típicos são da ordem de microssegundos para canais *outdoor* e da ordem de nanossegundos (ns) para canais *indoor*). Este espalhamento pode ser definido como a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de potência de retardos, como:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (95)$$

sendo a sua forma discreta calculada por:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\tau_i - \bar{\tau})^2 P_h(\tau_i) d\tau}{\sum_{i=0}^N P_h(\tau_i) d\tau}} \quad (96)$$

2.2.4.3. Banda de Coerência

Por transformação de Fourier dos perfis de potência de retardos, no domínio dos retardos, chega-se à função de transferência variante no tempo, da qual é possível calcular mais um parâmetro de dispersão: a banda de coerência. Enquanto o espalhamento de retardo é um fenômeno natural causado pelos caminhos de reflexão e espalhamento no canal rádio móvel, a banda de coerência B_c , é uma relação derivada do espalhamento de retardo RMS. A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências sobre as quais o canal é considerado plano, ou seja, todas as componentes espectrais possuem componentes com ganho e fase linear aproximadamente iguais. Em outras palavras B_c é a faixa de frequências sobre as quais duas componentes de frequência têm forte correlação [30]. Duas senóides com separação de frequências maior que B_c são afetadas de forma bem diferente pelo canal.

Ao ser considerar um instante de tempo, o que corresponde a $\eta = 0$, a função de correlação de frequência se apresenta na forma:

$$R_T(\Omega) = \int_0^{+\infty} P_h(\eta = 0; \xi) e^{-j2\pi\Omega\xi} d\xi \quad (97)$$

e na forma discreta como:

$$R_T(\Omega_i) = \sum_{i=1}^N P_h(\xi_i) e^{-j2\pi\Omega_i\xi_i\Delta\xi} \quad (98)$$

onde:

$\xi_i = i \cdot [1/\text{taxa de aquisição das amostras de retardo do perfil}]$, $i = 1, 2, \dots, N$

$\Omega_i = i/[(N-1) \cdot \xi_i]$, onde Ω_i é o intervalo entre a primeira e a i -ésima amostra na frequência

$\Delta\xi \equiv$ intervalo entre as amostras de retardo do perfil (resolução de retardos)

A banda de coerência B_c é o menor valor de Ω para o qual $R_T(\Omega)$ se iguala a um coeficiente de correlação adequado, tipicamente 0,9 (90%). Para este caso típico, segundo Rappaport [30], a banda de coerência será aproximadamente:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_{\tau}} \quad (99)$$

Caso se considere que a função da correlação de frequência esteja acima de 0,5, então banda de coerência será aproximadamente:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (100)$$

As expressões descritas acima, para checagem da banda de coerência, são empíricas e nem sempre ocorrem na prática. O que se pode afirmar, na realidade, é que existe uma relação inversa entre B_c e σ_τ , como mostra a expressão abaixo [12] [30]:

$$B_c = \frac{1}{k\sigma_\tau} \quad (101)$$

2.2.4.4. Deslocamento *Doppler*

Sabe-se, dos fundamentos da física, que em um transmissor e/ou um receptor em movimento, a frequência da portadora recebida sofre um deslocamento em relação à frequência da portadora transmitida. Este deslocamento é o efeito *Doppler* de uma onda que se propaga entre pontos não estacionários, ou seja, é o máximo desvio de frequência que o sinal sofre devido ao movimento do móvel ou dos espalhadores, em que o espectro é essencialmente não nulo. Em altas frequências a sua caracterização torna-se importante, uma vez que implica em maiores deslocamentos e, com isso, maior ruído [31]. Para uma dada frequência, se o perfil *Doppler* é conhecido, tem-se:

$$\bar{d}_D = \sqrt{\frac{\int_0^\infty \mu P_H(\mu) d\mu}{\int_0^\infty P_H(\mu) d\mu}} \quad (102)$$

A sua forma discreta é representada por:

$$d_D = \frac{\sum_{i=1}^N \mu_i P_H(\mu_i)}{\sum_{i=1}^N P_H(\mu_i)} \quad (103)$$

onde μ_i representa os valores de deslocamento em frequência *Doppler* nos pontos de amostragem do perfil de *Doppler* e $P_H(\mu_i)$ são as amplitudes das amostras do perfil de *Doppler* nos pontos de amostragem

Em um cenário V2V a máxima frequência *Doppler* pode ser até quatro vezes maior que a encontrada em um cenário celular com a mesma velocidade. Isto ocorre devido ao movimento do Tx e de espalhadores [17]. Um exemplo seria dois veículos dirigindo na mesma direção, com um espalhador móvel (outro veículo) dirigindo na direção oposta, conforme se vê na figura 15, onde, se todos os veículos têm a mesma velocidade e o Tx se aproxima do espalhador móvel, o deslocamento *Doppler* corresponderá a uma velocidade duas vezes aquela de um único veículo. Uma vez que o Rx também se aproxima do espalhador móvel, há uma segunda

contribuição de duas vezes a velocidade de um único veículo, tendo-se, portanto, um deslocamento *Doppler* total de quatro vezes esta velocidade [17]. Vale destacar que o espectro *Doppler* pode variar rapidamente em canais veiculares, o que implica em condições não estacionárias do canal de propagação.

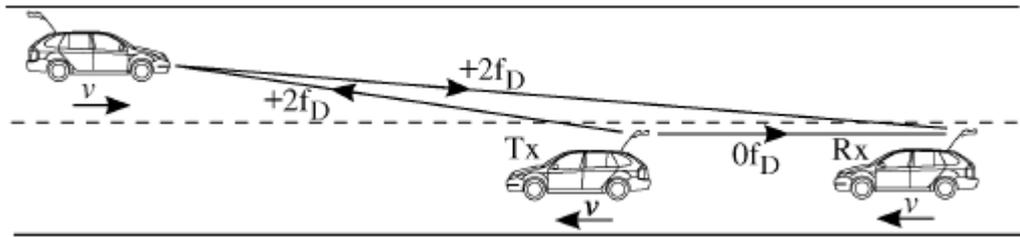


Figura 15 – Deslocamento *Doppler* para dois veículos ao dirigir na mesma direção e com um espalhador móvel dirigindo na direção oposta [17].

2.2.4.5. Espalhamento *Doppler*

É o desvio padrão eficaz σ_D do deslocamento *Doppler*, que significa o espalhamento espectral da taxa de variação no tempo do canal rádio móvel.

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\mu - d_D)^2 P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (104)$$

A sua forma discreta e representada por:

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N (\mu_i - d_D)^2 P_H(\mu_i)}{\sum_{i=1}^N P_H(\mu_i)}} \quad (105)$$

2.2.4.6. Tempo de Coerência

É a medida do tempo sobre a qual a resposta ao impulso é essencialmente invariante, ou seja, dois sinais recebidos possuem uma forte correlação de amplitude, tipicamente 90%. Sendo o espalhamento na frequência do canal o responsável pela variação nas amplitudes das componentes do sinal transmitido, o tempo de coerência terá uma relação inversa com o espalhamento *Doppler*.

Para uma dada frequência, o que equivale à separação de frequências $\Omega = 0$, tem se para a função de correlação de tempo:

$$R_T(\eta) = \int_0^{+\infty} P_H(\mu) e^{+j2\pi\eta\mu} d\mu \quad (106)$$

em que o tempo de coerência T_c é o menor valor de η para o qual $R_T(\eta)$ se iguala a um coeficiente de correlação adequado. Dessa forma, dando valores a η e traçando a curva de

$R_{Tnormalizado}$ x η , é possível determinar o tempo de coerência (η) para o coeficiente adotado [31].

Na forma discreta, o tempo de coerência é representado por:

$$R_T(\eta_i) = \sum_{i=1}^N P_H(\mu_i) \cdot e^{j \cdot 2 \cdot \pi \cdot \eta_i \cdot \mu_i \Delta \mu} \quad (107)$$

em que todos os parâmetros já foram definidos no item .2.4.4.4

3. TÉCNICAS DE SONDAGEM

Para que um canal rádio móvel seja caracterizado, é necessário que este seja excitado por um sinal conhecido que, após sofrer transformações ao passar por este canal, possa ser identificado na saída do sistema. Para este fim, há diversas técnicas de sondagem do canal, e estas podem ser realizadas basicamente, em banda estreita e banda larga, no domínio da frequência ou do tempo.

3.1. SONDAGEM EM FAIXA ESTREITA

Através de medições em faixa estreita realiza-se a modelagem da perda de percurso e analisam-se as estatísticas de desvanecimento do canal. Esta técnica de sondagem utiliza a transmissão, através de um gerador vetorial de sinais, de uma única portadora não modulada, denominada onda contínua (CW). Através de um analisador de espectro, captura-se esta onda enviada, permitindo a obtenção do nível de sinal recebido e assim, a análise da variabilidade do sinal, causada pelas diversas componentes do sinal que chegam ao receptor por diferentes percursos.

As medidas em faixa estreita não fornecem, contudo, o retardo de fase dos percursos individuais, apenas o nível de sinal recebido, que é a composição de todas as componentes que atingem o receptor.

Neste trabalho, buscou-se adotar o mesmo *setup* utilizado para a transmissão em banda estreita e banda larga, onde um gerador vetorial de sinal transmitiu amostras I e Q (em fase e em quadratura) da CW. A variabilidade do sinal foi obtida a partir do pós-processamento das medidas capturadas, calculando-se a potência média das amostras I e Q recebidas pelo analisador de espectro. Tendo-se a potência média do sinal e a distância percorrida, pôde-se determinar a perda de percurso média do sinal com a distância e as estatísticas de desvanecimento do canal.

3.2. SONDAGEM EM BANDA LARGA

Enquanto na sondagem em faixa estreita transmite-se uma onda CW (tom), na sondagem em banda larga, transmite-se um sinal de faixa larga de forma a se observar o comportamento do canal nesta faixa.

A partir dos dados capturados em faixa larga, podem-se determinar os parâmetros de dispersão do canal, tais como, retardo excedido médio, espalhamento de retardo RMS e banda de coerência, assim disponibilizando importantes informações para projetistas de sistemas de comunicações móveis.

Diversas técnicas de sondagem do canal em faixa larga são utilizadas, onde as principais são:

- No domínio do tempo: sondagem por pulsos periódicos [27] [32] ou sondagem por compressão de pulsos; e
- No domínio da frequência: sondagem utilizando um Analisador de Rede Vetorial (VNA) ou utilizando um analisador de sinal vetorial, empregando a técnica de OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) na transmissão.

Neste trabalho, para a caracterização de canal em 5.8 GHz, utilizou-se a técnica OFDM (chamada também de técnica de multiportadoras), aplicada em diversos trabalhos realizados recentemente [12] [28].

Uma breve descrição das principais técnicas de sondagem, mencionadas acima, será apresentada nos tópicos a seguir:

3.2.1. Sondagem por Pulsos Periódicos

Este tipo de sondagem utiliza a transmissão de um trem de pulsos periódicos estreitos, onde a periodicidade permite avaliar o comportamento variante no tempo do canal. Na recepção, utiliza-se um filtro passa-faixa e o sinal recebido é amplificado e detectado por um detector de envoltória. O uso desta técnica deve levar em conta dois aspectos de difícil implementação: a largura de pulso deve ser estreita o bastante para permitir a detecção de multipercursos próximos e a taxa de repetição suficiente para identificar as variações rápidas do canal [33].

A principal desvantagem encontrada nestes sistemas é o requisito de alta relação sinal/ruído de forma a captar os sinais mais fracos de multipercurso. Por este motivo, esta técnica se adequa melhor a ambientes *indoor*, onde a potência de transmissão não é uma limitação relevante. Outro aspecto a se considerar é que o receptor, por contar com um filtro passa-faixa, está sujeito a captar sinais de ruído que poderão causar distorção nas medições.

3.2.2. Sondagem por Compressão de Pulsos

Esta técnica tem, como princípio a inserção de ruído branco no canal a ser medido. Este ruído, pelas propriedades que possui, permite realizar operações de correlação entre o sinal de saída do transmissor e o sinal de entrada do receptor, obtendo-se, de maneira direta, a resposta ao impulso do canal.

Na prática, o ruído branco pode ser representado por sequências pseudo-aleatórias [34], conhecidas como sequências PN, cujo espectro seja largo o suficiente para acomodar o sinal que será transmitido pelo sistema transmissor.

A sondagem por compressão de pulsos pode ser aplicada de duas formas. Uma delas é utilizando convolução com filtro casado no receptor [35], onde este filtro pode ser implementado via *software*. Pulsos de curta duração são transmitidos e a autocorrelação será responsável pela precisão da estimativa onde, quanto mais próxima do impulso, melhor será a estimativa da função de transferência do canal. Esta forma, embora tenha como vantagem não haver a necessidade da geração PN no receptor, apresenta como grande desvantagem, a larga faixa de sinal na sua saída.

Outra técnica, que utiliza uma sequência PN como sinal de teste, é conhecida como Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada (STDCC) [31]. Esta sondagem, diferentemente da última discutida, necessita da geração da sequência PN na recepção, para que esta seja correlacionada com a transmitida, porém com uma frequência ligeiramente maior. Quando a sequência PN transmitida se alinha com a do receptor, um pico de correlação é gerado, permitindo assim, a geração dos pulsos, que representam o perfil de retardos do sinal recebido.

3.2.3. Técnica de Sondagem OFDM

A OFDM é um tipo de multiplexação onde não há intervalo de guarda entre as portadoras adjacentes, uma vez que faz uso de frequências subportadoras ortogonais, sendo estas portadoras moduladas com alguma modulação digital, tais como, PSK ou QAM. Dessa forma as subportadoras podem ser sobrepostas de maneira a não interferir umas nas outras, aumentando assim a eficiência espectral e permitindo a recuperação do sinal enviado. A OFDM foi, inicialmente, proposta por Weinstein e Ebert [36] em 1971. Nos últimos anos recebeu especial atenção pelas suas importantes características na aplicação em sistemas móveis de terceira e quarta geração, sendo robusta ao espalhamento de atraso por multipercursos e ruído impulsivo. Esta robustez é ideal na sondagem de canal em banda larga.

Resumindo, a técnica OFDM é uma das opções para sondar um canal banda larga no domínio da frequência. Utiliza a transmissão de portadoras simultâneas no canal inteiro, de forma que os efeitos do canal sejam capturados simultaneamente em várias frequências.

Nos sistemas de modulação de única portadora, cada símbolo de dados é transmitido em sequência, modulando uma única frequência, que ocupa toda largura do canal. Na técnica OFDM, uma sequência de dados é dividida em diversas sequências paralelas de dados com

baixa taxa de transferência. Cada uma destas seqüências é modulada em N subportadoras de banda estreita e ortogonais entre si [37]. Estas portadoras são separadas por uma banda de guarda, que somadas, ocupam a largura de banda do canal.

Nesta técnica de sondagem, um sinal OFDM com as características de interesse é criado, amplificado e transmitido ao longo do canal. Após ser capturado no receptor, o sinal é pós-processado. Nos pós-processamento, ele é filtrado, por um filtro casado ao sinal transmitido, produzindo o efeito de autocorrelação que resultará no perfil de retardo, conforme explanado neste capítulo. Este perfil apresenta espúrios resultantes do ruído existente no canal. Para que os parâmetros de dispersão do canal sejam determinados de forma mais precisa, é realizada uma limpeza nos mesmos de maneira a minimizar ou eliminar o efeito do ruído e captar somente os multipercursos válidos.

3.2.3.1. Processo de Geração e Recepção do Sinal OFDM

Neste trabalho, o sinal OFDM gerado está em concordância com o estabelecido em [19] e [31]. Para a geração do sinal com modulação OFDM, inicialmente, os bits são separados em múltiplos quadros através de um conversor série-paralelo, onde cada quadro é modulado digitalmente. Logo após, através do bloco da Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT), os símbolos complexos são alocados em frequências ortogonais espaçadas, de forma que cada subportadora esteja posicionada no ponto de cruzamento zero das demais portadoras. Após o processo de IFFT, um conversor paralelo serial converterá as amostras discretas de saída deste bloco em uma seqüência temporal, que representa o sinal OFDM. O processo de geração do sinal OFDM é mostrado na figura 16.

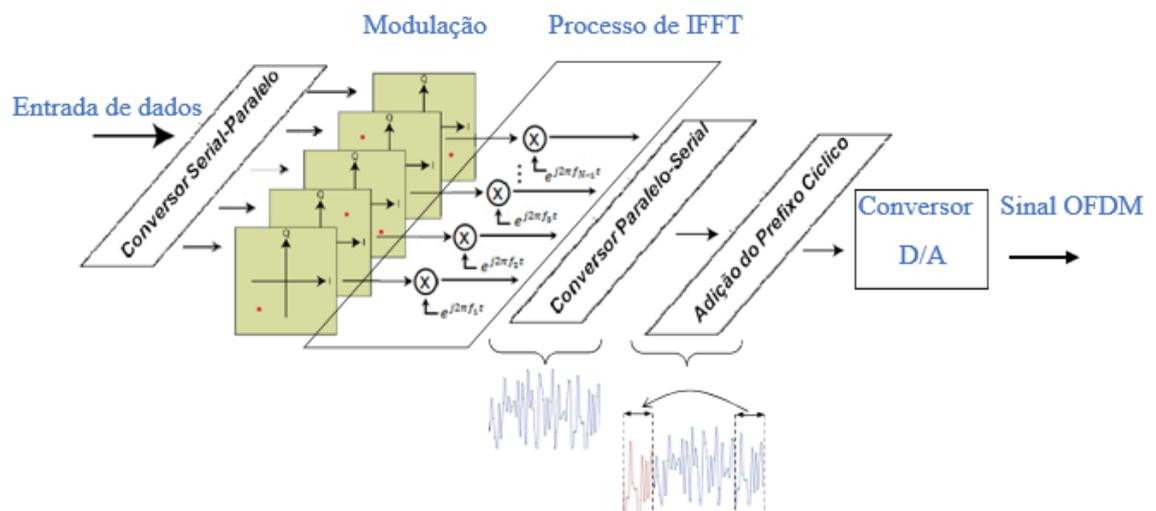


Figura 16 – Transmissão de um sinal OFDM.

Conforme se observa na figura 16, antes de ser transmitido, o símbolo OFDM recebe a adição de um intervalo de guarda, que tem como objetivos evitar a interferência intersimbólica e identificar este símbolo no receptor. Existem diversas técnicas de inserção de intervalo de guarda, onde a técnica do prefixo cíclico [33] foi utilizada neste trabalho.

Na recepção, após passar pelo canal, os símbolos OFDM são recuperados através da Transformada Direta de Fourier (FFT).

Sendo $\{S_k\}_{k=0}^{N-1}$ os símbolos complexos gerados pelo modulador digital, o sinal OFDM resultante ao passar pela IFFT, conforme expresso em [38] será:

$$S(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k e^{j2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \varphi_k(t), \quad \text{para } 0 < t \leq T_s \quad (108)$$

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

$$\text{e } k = 0, 1, \dots, N - 1.$$

T_s e Δf correspondem à duração do símbolo e ao espaçamento entre as subportadoras respectivamente.

Conforme mencionado anteriormente, para o receptor demodular o sinal OFDM, a condição de ortogonalidade deve ser mantida, o que ocorrerá sempre que a duração do símbolo for longa o suficiente, de forma que $T_s \Delta f = 1$, o que torna $\varphi_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$, um conjunto de funções ortogonais entre si para os diferentes valores de k [28].

Como prova disso, considerando a função $\varphi_l(t) = e^{j2\pi f_l t}$, o produto escalar de $\varphi_k(t)$ com $\varphi_l(t)$ será:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \varphi_k(t) \varphi_l^*(t) dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(f_k - f_l)t} dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} e^{j2\pi(k-l)\Delta f t} dt \\ &= \delta[k - l] \end{aligned} \quad (109)$$

onde, sabendo-se que $\delta[k - l]$ é uma função delta, representada como:

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

logo o produto escalar entre as funções adjacentes sempre será nulo e existindo somente para $k = l$, caracterizando a ortogonalidade entre as funções.

Uma vez que a condição de ortogonalidade seja alcançada, os símbolos transmitidos poderão ser detectados no receptor por meio da transformada de Fourier do Sinal OFDM $s(t)$, capturado pelo receptor na saída do canal.

Agora, considerando que o sinal capturado pelo receptor seja da forma:

$$s(t) = \sum_{l=0}^{N-1} S_l \varphi_l(t) \quad (110)$$

então:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt &= \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \left(\sum_{l=0}^{N-1} S_l \varphi_l(t) \right) \varphi_l^*(t) dt \\ &= \sum_{l=0}^{N-1} S_l \delta[k - l] \end{aligned} \quad (111)$$

ou seja, somente quando $k = l$, a FFT resultará em valor diferente de zero:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} s(t) e^{-j2\pi f_k t} dt = S_k, \quad \text{para } l = k \quad (112)$$

Neste trabalho, na transmissão do sinal OFDM e na captura dos dados realizada nas campanhas de medições, empregados um gerador vetorial de sinal modelo MG3710, para a transmissão e um analisador vetorial de rede/espectro modelo MS2034A e MS2692A, ambos da fabricante *Anritsu*, para a captura dos sinais em faixa estreita e larga, respectivamente. Um dos objetivos iniciais nessa dissertação seria sondar uma banda de 75 MHz, que seria equivalente a uma das larguras de banda já padronizada em outros países para V2I/V2V [14], porém o sinal OFDM teve que ser criado de forma que atendesse às limitações dos equipamentos utilizados. Neste sentido, uma vez que havia a limitação da taxa de amostragem no conversor digital/analógico do gerador de sinais, em 160 MHz, utilizou-se neste trabalho um sinal de 62.5 MHz para as medições em banda larga realizadas dentro e fora do túnel, que foi a máxima banda que se conseguiria sondar, de forma a eliminar os efeitos de interferência de mesmo sinal ou *aliasing* [33] e atender ao teorema de *Nyquist*.

Para melhor entendimento do sinal OFDM, vale ressaltar alguns aspectos básicos do mesmo no domínio do tempo e no domínio da frequência. No domínio do tempo, o sinal é amostrado em intervalos iguais, chamados de intervalo de amostragem T_s . O seu inverso é a frequência de amostragem F_s . Assim, por meio da FFT, o sinal é trasladado do domínio do tempo para o domínio da frequência em intervalos discretos. O período útil do símbolo OFDM é dado por:

$$T_u = T_s \cdot N_{FFT} = \frac{1}{F_s} N_{FFT} \quad (113)$$

onde T_u corresponde ao período útil do sinal OFDM e a N_{FFT} representa a quantidade de amostras geradas pela transformada Rápida de Fourier no domínio do tempo, incluindo o

prefixo cíclico. Dessa forma, o tempo total do símbolo será o somatório do período útil com o intervalo de guarda T_g

Os parâmetros mais relevantes do sinal OFDM são a frequência de amostragem, o fator de sobreamostragem, o número de pontos da transformada de Fourier implementada com o algoritmo da FFT e o prefixo cíclico (CP).

4. AMBIENTE E *SETUP* DE MEDIÇÃO

Neste capítulo, será descrito o ambiente e *setup* de três locais, onde medições em faixa estreita e/ou larga foram tomadas e os resultados serão comparados no capítulo 5. A tabela 3 resume as principais características de cada cenário na faixa de 5.8 GHz.

Local	Faixa de análise	Banda (MHz)	Tipo de medição	Distância
Túnel	Estreita e Larga	62.5	Afastamento e aproximação entre Tx e Rx	2187 m
Área externa ao túnel	Estreita	-	Afastamento do Tx	400 m
Área aberta	Estreita e Larga	40	Afastamento e aproximação entre Tx e Rx	225 m

Tabela 3– Principais características das medições realizadas.

4.1. SINAL OFDM UTILIZADO NAS MEDIÇÕES REALIZADAS NO TÚNEL

Nas medições realizadas no túnel, foi gerado um sinal OFDM para 62.5 MHz de largura banda, com 4096 portadoras, sendo 3200 portadoras de dados (contém os 62.5 MHz de largura de banda) e as demais foram preenchidas com zeros. Com a sobreamostragem e a inserção do prefixo cíclico de tamanho 1/8, o número total de amostras do sinal OFDM resultante foi igual a 9216. Assim o período total do símbolo OFDM foi:

$$T_b = \frac{1}{F_s} N_a = \frac{9216 \text{ amostras}}{160 \text{ amostras/s}} = 57,6 \mu\text{s} \quad (114)$$

onde T_b é o período do símbolo OFDM e N_a representa o número de amostras geradas pela operação da Transformada Rápida de Fourier do sinal no domínio do tempo, somadas às amostras do prefixo cíclico. Os parâmetros do sinal OFDM utilizado são especificados na tabela 4.

Parâmetro	Valor
Largura do Canal	62.5 MHz
Tamanho da FFT [N_{FFT}]	4096 portadoras
Fator de Amostragem	2
Frequência de Amostragem [F_s]	160 MHz
Prefixo Cíclico (CP)	1/8

Tabela 4– Parâmetros do Sinal OFDM utilizado no túnel.

Considerando-se que foram analisadas 50000 amostras de um total de 112000 armazenadas em cada captura de sinal na recepção e que cada símbolo sobreamostrado transmitido possuía 9216 amostras no total, até 5 símbolos poderiam ser identificados a cada captura na recepção. Neste trabalho, optou-se por considerar, para efeito de análises estatísticas, apenas os 3 primeiros símbolos identificados de cada captura de sinal.

O *software* MATLAB® foi utilizado na geração do sinal OFDM a ser transmitido, com componentes em fase (I) e quadratura (Q), no formato texto (txt). Logo após, este sinal foi importado para o gerador vetorial de Sinal MG3700 e, em seguida, convertido para o formato (.wvi) por meio do *software* IQProducer®, já instalado no Gerador. O sinal gerado é mostrado na figura 17.

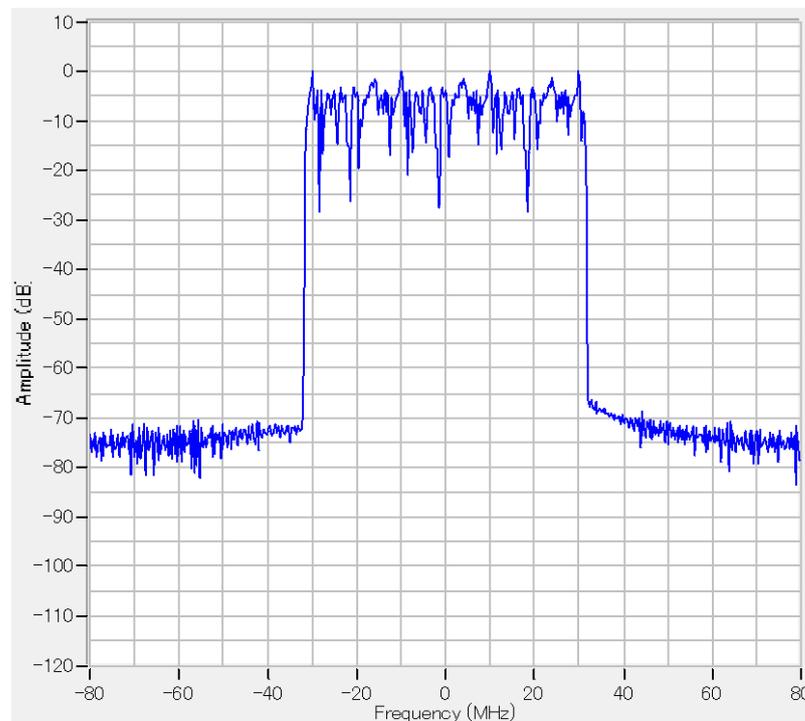


Figura 17 – Símbolo OFDM – Espectro de frequência de 62.5 MHz.

Para a geração do sinal a ser transmitido, utilizou-se amostras de dados que correspondem a uma sequência PN [39] de 2047 bits, cujo polinômio gerador é $x^{11} + x^2 + 1$. A sequência PN tem uma importante característica de acusar apenas um pico durante o processo de autocorrelação.

Na recepção do sinal OFDM, os perfis de retardo de potência foram obtidos pela autocorrelação do sinal recebido de cada símbolo. Através de uma técnica denominada CFAR (*Constant False Alarm Rate*) [40], foi possível identificar os multipercursos válidos em cada perfil. Esta técnica foi definida, inicialmente, para aplicações em radares, permitindo a captura de sinais que chegam no receptor com base na avaliação do ruído presente, onde os verdadeiros

sinais de multipercursos que chegam ao receptor são detectados. Nela, é definido um limiar de detecção, que é de extrema importância, uma vez que, um limiar muito baixo deixaria passar ruído que, erroneamente seria detectado como parte dos multipercursos.

A técnica CFAR consiste em, basicamente avaliar o ruído presente por meio da determinação da mediana do perfil de potência de retardos e o seu desvio padrão para estabelecer um limiar de ruído. Este limiar será definido como a diferença entre a máxima potência e a mediana do perfil, somada ao seu desvio padrão. Após a definição do limiar, a seguinte sequência de avaliação deverá ser seguida:

- a) Caso a potência de um determinado retardo medido exceda a o limiar de ruído, deve-se verificar se o limiar do retardo dos perfis imediatamente anterior e posterior também foram excedidos; e
- b) Ao menos um dos retardos vizinhos do mesmo perfil também deve satisfazer o item a.

Com o emprego da técnica CFAR, foi verificado se cada multipercursos recebido era oriundo de um espalhador ou se era apenas um espúrio indesejado.

4.1.1. Parâmetros da Técnica de Sondagem OFDM Realizada no Túnel

Na caracterização do canal de rádio propagação utilizando a técnica de sondagem OFDM, é de suma importância conhecer as limitações da sonda. São elas:

- Faixa Dinâmica: depende do tamanho da FFT e é definida por:

$$FD = 20 \cdot \log(N) \quad (115)$$

A faixa dinâmica deve considerar somente os pontos não nulos, ou seja, o tamanho útil (N_u) da FFT, porém como o sinal OFDM possui pontos nulos, esta faixa será dada por:

$$FD = 20 \cdot \log(N_u) \quad (116)$$

Para o sistema dado, onde se tem 3200 portadoras úteis no sinal, a faixa dinâmica é igual a 70,10 dB, o que significa que, idealmente, o sistema consegue detectar multipercursos com 70,10 dB de diferença. Na prática, o próprio ruído da correlação, inerente ao sinal discreto, somado ao ruído do canal, reduzirá o limite desta faixa [31].

- Resolução em Frequência: a análise do sinal no domínio da frequência irá depender da capacidade de distinguir entre as frequências e, dessa forma, visualizar o efeito da seletividade do canal. Esta capacidade de distinção é definida por:

$$R_F = \frac{1}{N_u \cdot T_{min}} \quad (117)$$

onde, para o sistema proposto com banda de 62.5 MHz, a resolução em frequência será 25 kHz, o que significa que o sistema só consegue discernir frequências acima deste valor. Neste caso, caso para melhorar a resolução em frequência, seria necessário aumentar o tamanho da FFT.

- Resolução de multipercurso: há duas definições importantes para a resolução de multipercurso. A primeira é o menor valor de retardo abaixo do qual não se consegue discernir entre dois multipercursos recebidos ($T_{min} = 1/B$) e o maior valor de retardo para o qual não se consegue detectar multipercursos ($T_{máx} = T_b$). No caso em questão, a resolução temporal mínima será 16 ns e a máxima será 57,6 μs . Quanto a resolução de multipercurso em distância, tem-se 4.8 metros.

4.2. CARACTERÍSTICAS DO AMBIENTE E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES REALIZADAS NO TÚNEL

A região do Rio de Janeiro possui 22 túneis que se interconectam a diferentes áreas da cidade e possuem comprimentos de 220 m a 2187 m. O túnel Engenheiro Raymundo de Paula Soares (Túnel da Covanca), local onde foram realizadas as campanhas de medição em faixa estreita e larga em diferentes cenários, é o segundo maior do mundo, com 2187 m de comprimento e 3 faixas, separadas em 12 m de largura. As figuras 18, 19 e 20 mostram a vista aérea e dimensões e entrada do túnel, respectivamente.

Neste cenário de túnel, as medições foram realizadas no período noturno e sem tráfego de veículos, de forma que foi possível manter a velocidade do veículo constante durante todo o percurso.

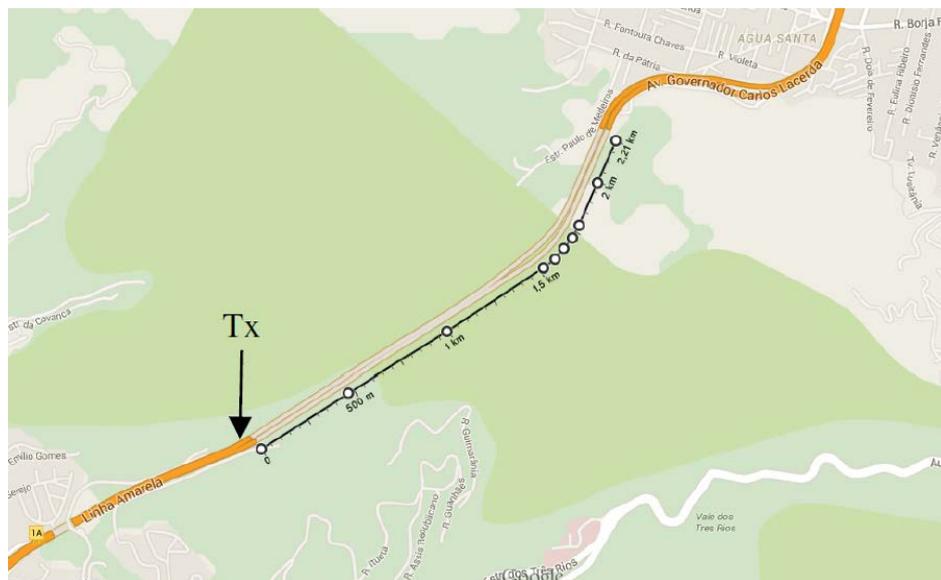


Figura 18 – Vista aérea do túnel.

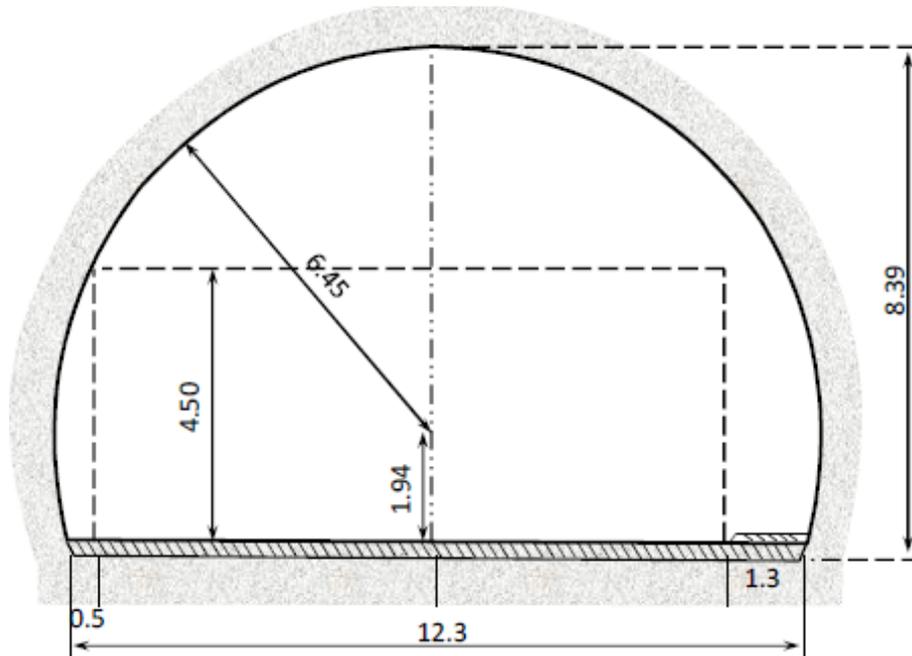


Figura 19 – Dimensões do túnel.



Figura 20 – Entrada do túnel.

Foi realizada, ainda, uma campanha de medição em faixa estreita na área externa ao túnel, em um percurso de 400 metros, e os resultados serão descritos no próximo capítulo. A figura 21 mostra a vista aérea e frontal a partir da saída do túnel.

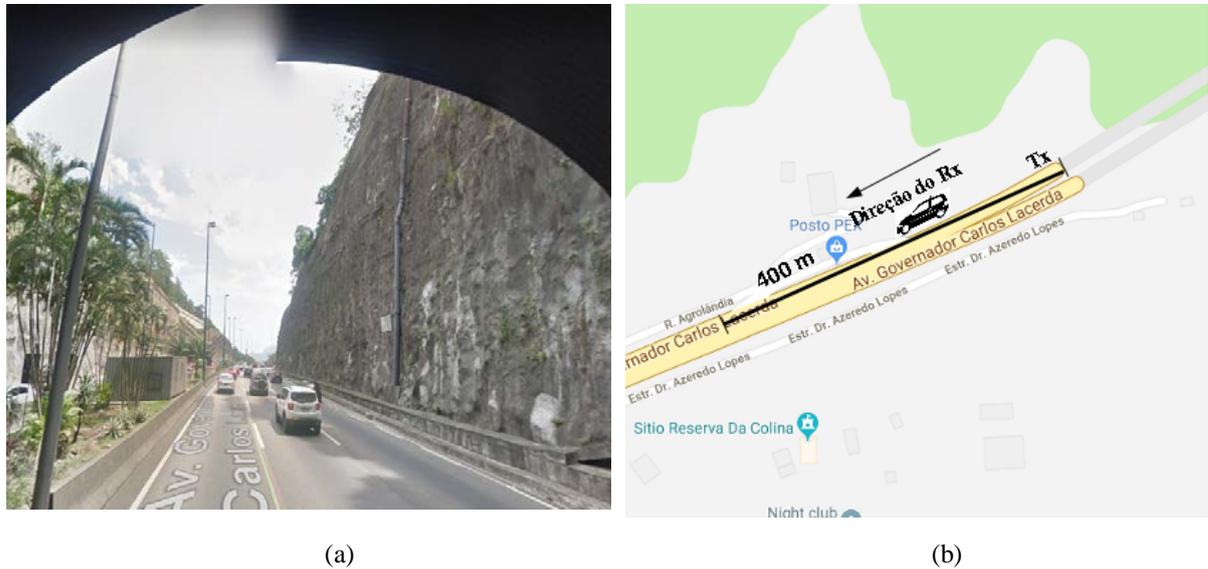


Figura 21 – Área externa ao túnel. a) Vista frontal e b) Vista aérea.

No *setup* de medição, foi utilizado um sistema fixo de transmissão, instalado sobre a carroceria de um caminhão e um veículo com o sistema de recepção instalado em seu interior, movendo-se a 20 km/h, aproximadamente. Uma antena direcional e outra omnidirecional foram utilizadas, a primeira fixada no transmissor a uma altura de 5 metros e outra na recepção, fixada no teto do veículo, a uma altura de 1.5 metros, como ilustra a figura 22.

Ressalta-se que, tanto nas medições no interior, quanto na área externa ao túnel, não foi utilizado o sistema GPS (*Global Positioning System*), sendo a distância entre cada captura coletada, calculada em função da distância total do percurso e a velocidade do veículo.



(a)

(b)

Figura 22 – (a) Sistema transmissor e (b) Sistema Receptor.

Conforme mencionado no capítulo anterior, campanhas de medição em faixa estreita e larga e foram realizadas através da transmissão de um sinal CW e um OFDM, respectivamente, na frequência portadora igual a 5.8 GHz e faixa de 5.768 GHz a 5.831 GHz. Os seguintes equipamentos foram utilizados e conectados na transmissão, tanto para as medições em banda estreita quanto larga, conforme a configuração exibida na figura 23:

- Gerador de energia;
- Gerador Vetorial de Sinal - *Anritsu MG3710*;
- Antena direcional *OIW-5817P090V - Iwtech*; e
- Cabos coaxiais.

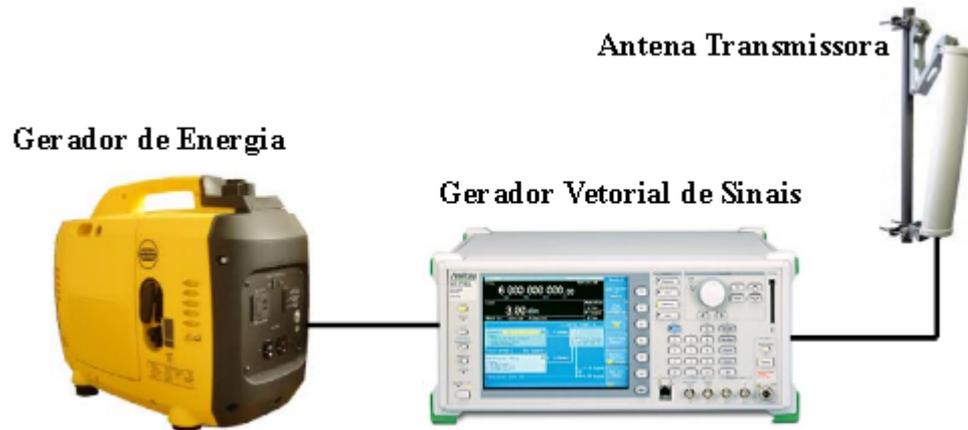


Figura 23 – Configuração do Tx para transmissão em faixa estreita e larga. O diagrama de radiação da antena transmissora é mostrado na figura a seguir:

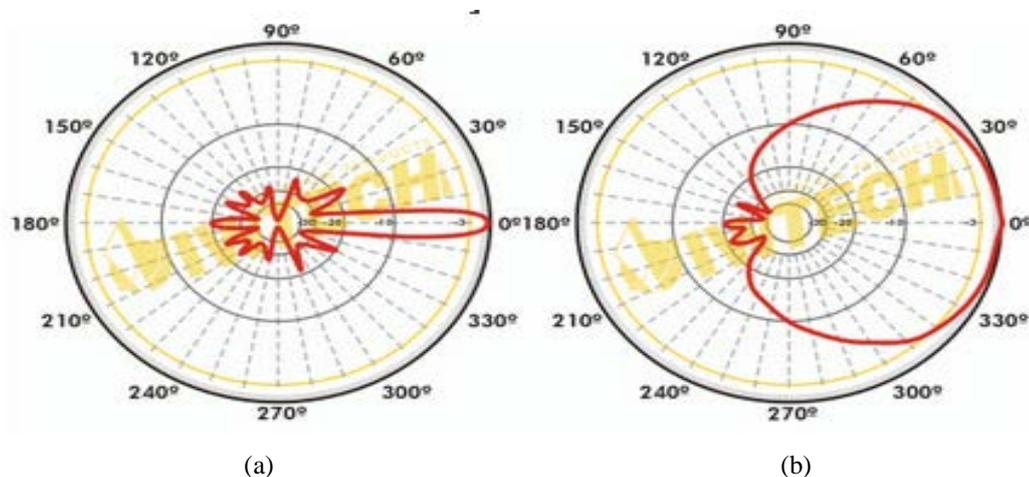


Figura 24 – Diagrama de radiação da antena de transmissão. (a) Horizontal e (b) Vertical.

Considerando as perdas e ganhos de potência na transmissão, a potência efetivamente radiada (EIRP) foi calculada conforme mostrado na tabela 5.

Parâmetro	Valor
Potência de saída do gerador de sinais	10 dBm
Ganho da antena de transmissão	15 dBi
Perda nos cabos e conectores	3dB
EIRP calculada	22 dBm

Tabela 5 – Parâmetros do *setup* de transmissão.

O sistema receptor para faixa estreita, mostrado na figura 25, foi composto de:

- Inversor de 600 watts e bateria de 60 Ah/12 volts;
- Analisador Vetorial de Rede/ Espectro portátil MS2034A - *Anritsu*;
- Antena Omnidirecional AIR-ANT2547V-N- *Cisco*;
- Cabos coaxiais.



Figura 25 – Configuração do sistema receptor para as medidas de faixa estreita.

Já sistema receptor para faixa larga, mostrado na figura 26, foi composto de:

- Inversor de 600 watts e bateria de 60 Ah/12 volts;
- Analisador Vetorial de Sinal MS2692A - *Anritsu*;
- Antena Omnidirecional AIR-ANT2547V-N- *Cisco*;
- Amplificador de Baixo Ruído - LNA ABL0800-12-3315 – *Wenteq*;
- Fonte DC para alimentação do LNA; e
- Cabos coaxiais.

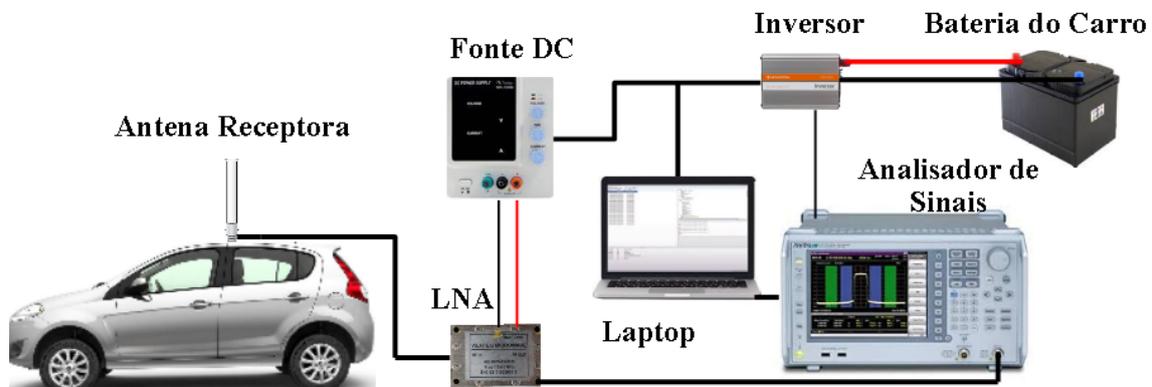


Figura 26 – Configuração do sistema receptor para as medidas de faixa larga.

O diagrama de radiação da antena receptora é mostrado na figura 27. A opção de se utilizar uma antena omnidirecional na recepção, neste experimento de comunicação V2I, foi para que os multipercursos do sinal transmitido, oriundos de todas as direções fossem captados.

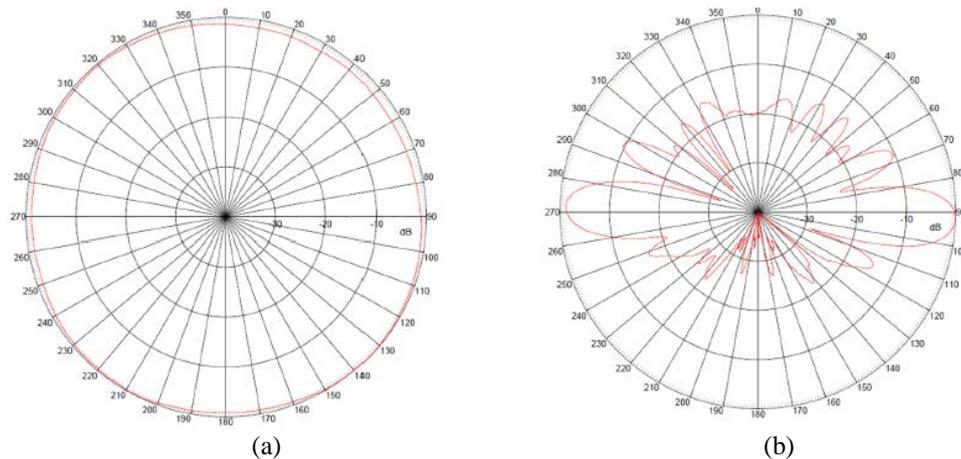


Figura 27 – Diagrama de radiação da antena de recepção. (a) Horizontal e (b) Vertical.

. A tabela 6 mostra as perdas e ganhos de potência no sistema de recepção para banda larga. Na banda estreita o LNA não foi utilizado.

Parâmetro	Valor
Ganho do LNA	33 dB
Ganho da antena de recepção	7 dBi
Perda nos cabos e conectores	3 dB

Tabela 6 – Parâmetros do *setup* de recepção

O gerador vetorial de sinal foi o responsável pela transmissão do sinal produzido externamente, que foi armazenado na sua memória interna. Este gerador tem como principais características a sua faixa de frequência, variando de 250 kHz a 6 GHz, e potência de transmissão máxima próxima de 11 dBm para frequências entre 5 e 6GHz.

Para as medições a serem realizadas, um sinal OFDM foi gerado adotando-se os seguintes procedimentos:

- a) Inicialmente, as componentes de fase (I) e quadratura (Q) foram obtidas por meio do *software Matlab®*; e
- b) Por meio da ferramenta *IQProducer*, os vetores I e Q foram convertidos do formato texto (.txt) para o formato (.wvi) do gerador de sinal e, então, inseridos no mesmo.

Na recepção, o analisador de sinal MS2692A foi configurado com uma banda de 62.5 MHz na frequência central de 5.8 GHz, SPAN igual a 100 MHz e RBW igual a 30 kHz, conforme mostra a figura 28. Cada captura de sinal ocorria durante 700µs, o que correspondia a 112.000 amostras armazenadas a cada captura. De cada captura, 3 símbolos com 9216 amostras cada, foram extraídos para posterior análise.

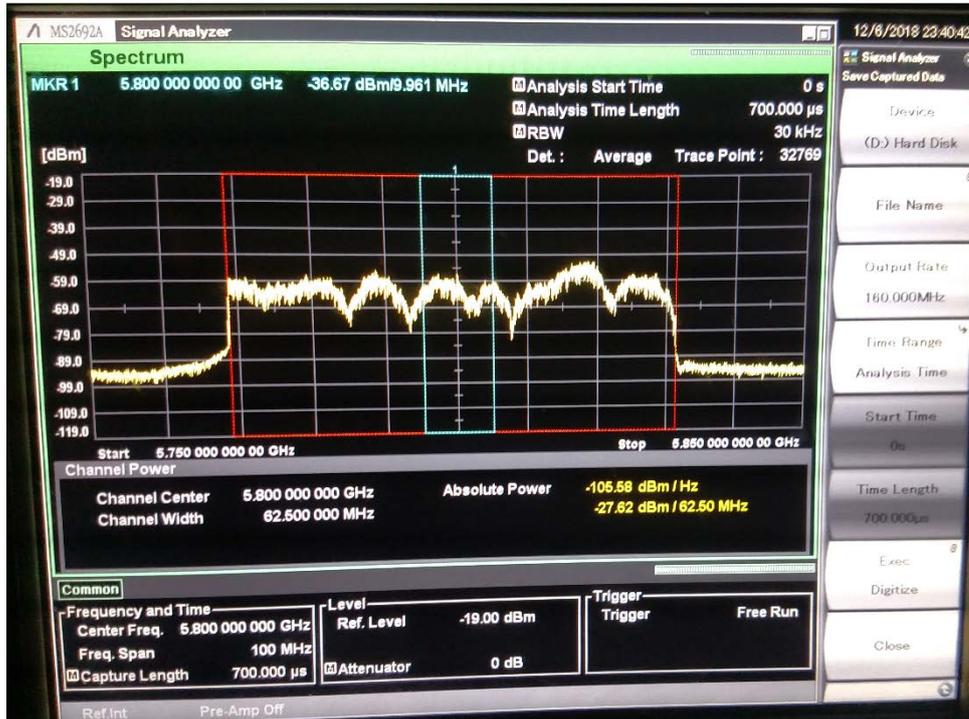


Figura 28– Configuração do analisador de sinais na recepção.

4.3. SINAL OFDM UTILIZADO NAS MEDIÇÕES EM ÁREA ABERTA

Nas medições realizadas na área aberta, foi gerado um sinal OFDM para 40 MHz de largura de banda com 2048 portadoras, sendo que destas, somente 1600 são portadoras de dados (contém os 40 MHz de largura de banda) e as demais foram preenchidas com zeros. Com a sobreamostragem e a inserção do prefixo cíclico de 1/8, o número total de amostras do sinal OFDM resultante foi de 4608. Assim o período total do símbolo OFDM foi:

$$T_b = \frac{1}{F_s} N_a = \frac{4608 \text{ amostras}}{100 \text{ amostras/s}} = 46,08 \mu\text{s} \quad (118)$$

onde T_b é o período do símbolo OFDM e N_a representa o número de amostras geradas pela operação da Transformada Rápida de Fourier do sinal no domínio do tempo, somadas às amostras do prefixo cíclico. Os parâmetros do Sinal OFDM utilizado na área aberta são mostrados na tabela 7.

Parâmetro	Valor
Largura do Canal	40 MHz
Tamanho da FFT [N_{FFT}]	2048 portadoras
Fator de Amostragem	2
Frequência de Amostragem [F_s]	100 MHz
Prefixo Cíclico (CP)	1/8

Tabela 7– Parâmetros do Sinal OFDM utilizado na área aberta.

O *software MATLAB*[®] também foi utilizado na geração do sinal OFDM a ser transmitido, em componentes de fase (I) e quadratura (Q), no formato texto (txt). Logo após, este sinal foi importado para o Gerador Vetorial de Sinal MG3700 da *Anritsu* e, em seguida convertido para o formato (.wvi) por meio do *software IQProducer*[®], já instalado no Gerador. O sinal gerado para a banda de 40 MHz é mostrado na figura 29.

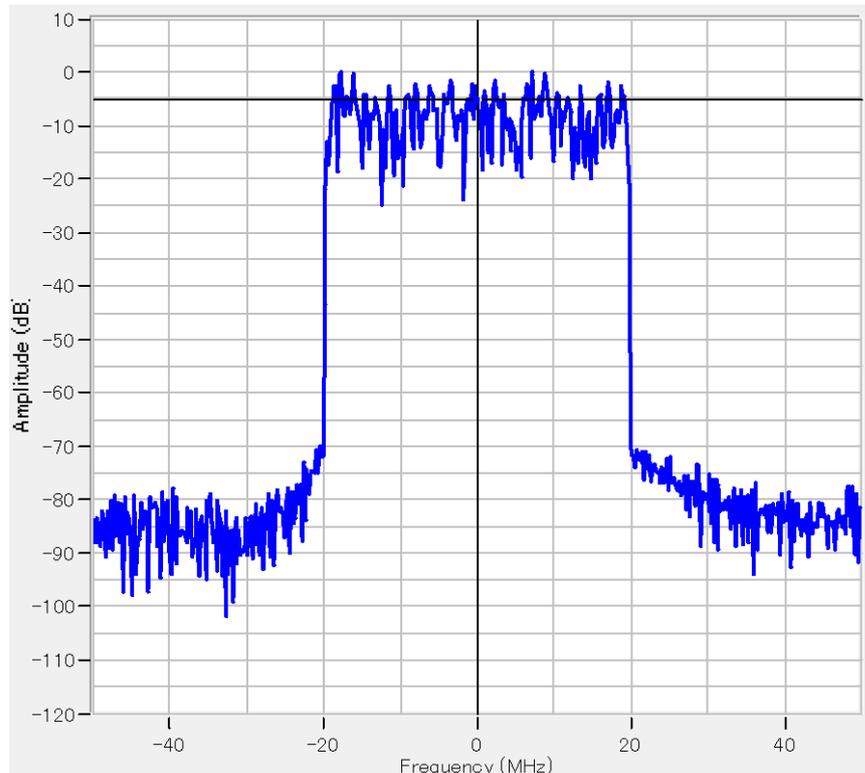


Figura 29 – Símbolo OFDM – Espectro de frequência de 40 MHz

Para a geração do sinal a ser transmitido em 40 MHz de banda, utilizou-se amostras de dados que correspondem a uma sequência PN [39] de 1023 bits, cujo polinômio gerador é $x^{10} + x^3 + 1$.

Os procedimentos para a obtenção dos perfis de retardo a partir do sinal recebido foram os mesmos utilizados para as medidas em 62.5 MHz de banda.

4.3.1. Parâmetros da Técnica de Sondagem OFDM na Área Aberta

Considerando-se as definições da seção 4.1.1, para o sistema com transmissão em banda de 40 MHz, considerando-se as 1600 portadoras úteis do sinal, a faixa dinâmica será de 64.08 dB, o que significa que idealmente, o sistema consegue detectar multipercursos com esta diferença. Na análise da resolução em frequência, este sistema seria capaz de discernir as frequências acima de 31.25 kHz. Quanto a resolução temporal de multipercurso, a mínima foi

igual a 25 ns e a máxima $46,08\ \mu\text{s}$. Já resolução de multipercurso em distância, tem-se 7.5 metros.

4.4. CARACTERÍSTICAS DO AMBIENTE E EQUIPAMENTOS UTILIZADOS NAS MEDIÇÕES REALIZADAS NA ÁREA ABERTA

Este ambiente foi composto por poucas árvores, com altura média de 4 metros e alguns prédios em apenas um lado da via, espaçados e com altura média de 30 metros. Os dados das medições foram coletados com visada direta, em um trecho de 225 m, ao longo da Avenida Milton Tavares de Souza, Niterói, RJ, no período diurno e com baixo tráfego de veículos. A antena do Tx foi fixada no centro desta rota, acima de um muro de contenção, próximo ao passeio, a uma altura de 5 metros. Já a antena do Rx, estava a 1.5 m acima do nível da rua, instalada sobre o teto de um veículo, que se movia ao longo desta avenida de faixa dupla, a 30 Km/h, conforme mostra a figura 30.



Figura 30 – Local onde foram realizadas as medições e montagem do *setup*.

Vale destacar que, nestas medições, assim como no ambiente do Túnel, não foi utilizado o sistema GPS, sendo a distância entre cada captura coletada, calculada em função da distância total do percurso e a velocidade do veículo.

O *setup* do sistema Tx e Rx foi similar ao das medições no túnel, porém neste caso, tanto na transmissão, quanto na recepção, antenas omnidirecionais modelo ANT2547V-N com 7 dBi de ganho, foram utilizadas. No sistema de recepção em faixa estreita, assim como no túnel, não foi utilizado LNA

Considerando as perdas e ganhos de potência na transmissão, a potência efetivamente radiada (EIRP) foi calculada conforme mostrado na tabela 8.

Parâmetro	Valor
Potência de saída do gerador de sinais	11 dBm
Ganho da antena de transmissão	7 dBi
Perda nos cabos e conectores	2 dB
EIRP calculada	16 dBm

Tabela 8 – Parâmetros do *setup* de transmissão

A tabela 9 mostra as perdas e ganhos de potência no sistema de recepção para banda larga. Na banda estreita o LNA não foi utilizado.

Parâmetro	Valor
Ganho do LNA	33 dB
Ganho da antena de recepção	7 dBi
Perda nos cabos e conectores	2 dB

Tabela 9 – Parâmetros do *setup* de recepção

5. ANÁLISE DE RESULTADOS

Neste capítulo, serão apresentados os principais resultados, que permitiram a caracterização de canal na área aberta e no túnel, na faixa de 5.8 GHz, tanto em faixa estreita quanto em faixa larga e ainda da área externa ao túnel em faixa estreita.

5.1. CARACTERIZAÇÃO DO CANAL EM FAIXA ESTREITA

O conhecimento do comportamento do sinal na faixa de interesse é de vital importância para o planejamento dos sistemas de comunicação sem fio. A caracterização e a modelagem da perda de percurso (*path loss*) utilizando modelos consagrados na literatura ou o ajuste de seus parâmetros, de acordo com a realidade brasileira, é uma ferramenta que facilita o trabalho dos engenheiros de planejamento.

Na literatura, vários modelos têm sido empregados na predição da perda no percurso do sinal, em V2V e V2I. Neste trabalho, serão utilizados os mais comuns entre os autores e já tratados no capítulo 2.

Neste contexto, além das medições em área aberta, foram realizadas medições no sentido de aproximação e afastamento do sistema transmissor dentro do túnel e de afastamento no trecho *outdoor*, ao sair do túnel. Os dados coletados foram ajustados aos modelos Log-Distância, Dois-Raios e WINNER. Foi realizada a análise sobre o comportamento da variação do sinal em pequena e grande escala, de maneira a avaliar o comportamento do mesmo no cenário V2I em túnel.

5.1.1. Análise do Sinal no Túnel em Faixa Estreita

A partir dos dados coletados das medições realizadas nos cenários descritos anteriormente, pôde-se ajustar a perda de percurso e o desvanecimento em grande escala aos dados empíricos. As figuras 31 e 32 representam o nível de sinal recebido e perda de sinal com a distância respectivamente, para as medições no sentido de afastamento e aproximação do Tx para cada cenário. Ao analisar tais gráficos, observa-se que, quando o veículo se movimentou no sentido de aproximação do Tx, as variações de sinal foram mais bruscas, pode ter sido causado pela estrutura do veículo, que nesse sentido, influenciou na chegada dos multipercursos.

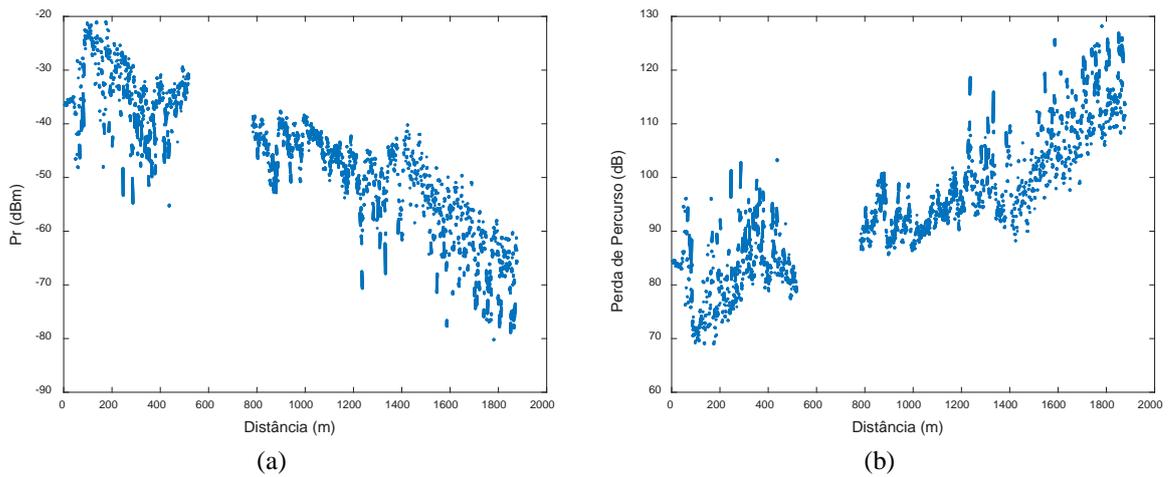


Figura 31 – Afastamento no túnel – (a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.

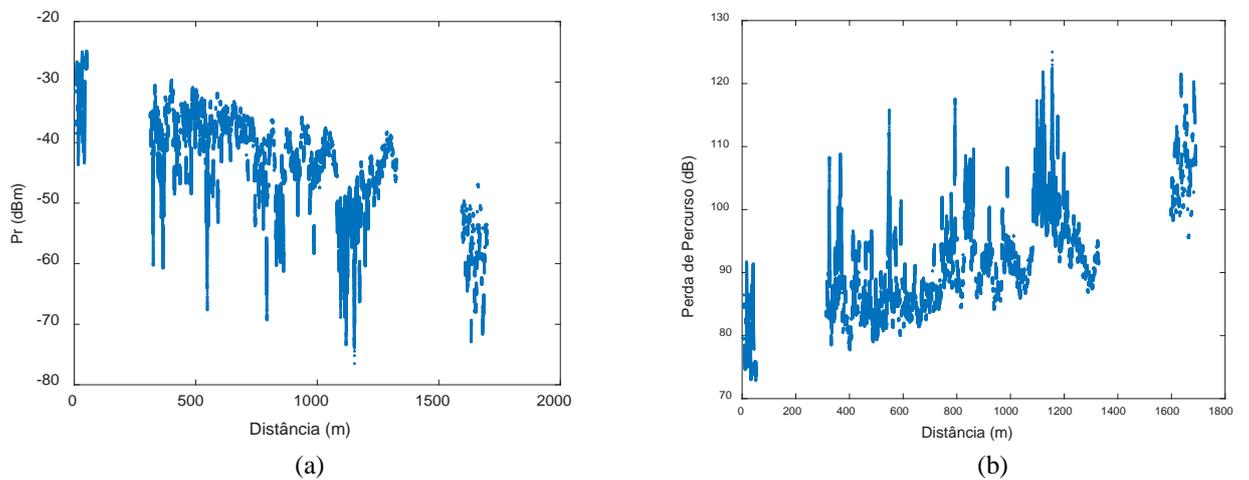


Figura 32 – Aproximação no túnel. (a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.

As figuras 33a e 33b representam respectivamente, a potência recebida e perda sinal com a distância para as medições externas ao túnel. Neste caso, a variabilidade do sinal apresentou um comportamento mais próximo da situação de afastamento dentro do túnel, porém com maior desvanecimento com a distância, o que era esperado ao se comparar um ambiente praticamente *indoor* (túnel) com outro *outdoor* (área externa ao túnel).

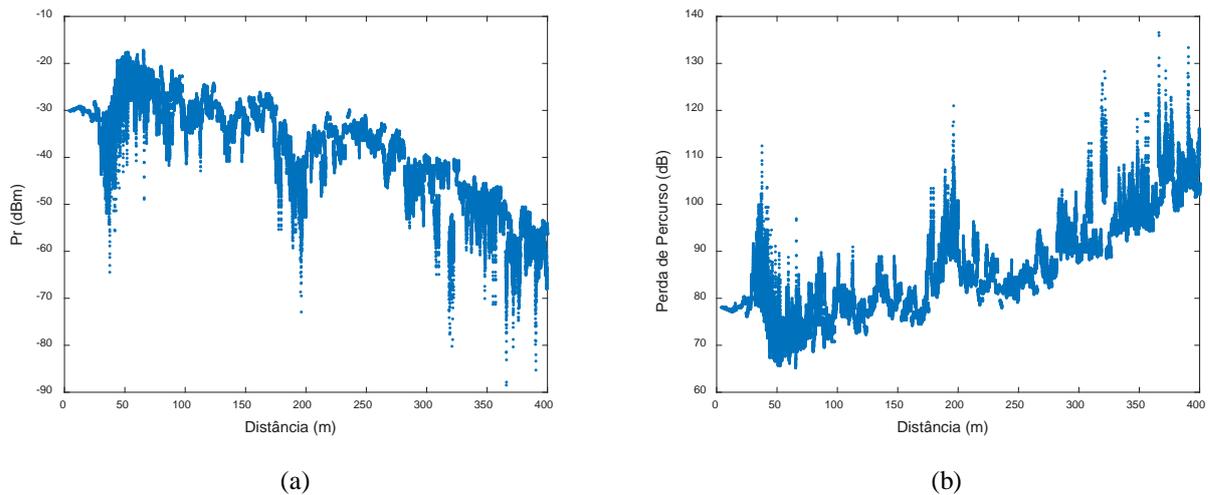


Figura 33 – Afastamento na área externa ao túnel. a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.

5.1.1.1. Variabilidade do Sinal em Grande Escala do Sinal Recebido no Túnel

Para a análise da variabilidade do sinal em grande escala, aplicou-se uma média móvel a cada 10λ m nos dados medidos de perda do sinal com a distância no sentido de aproximação e afastamento dentro e fora do túnel, mostrada nas figuras 31, 32 e 33, resultando nas figuras 34, 35 e 36.

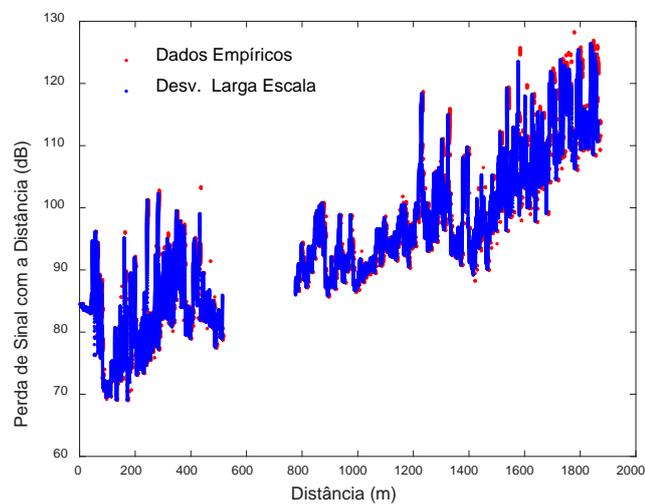


Figura 34– Variabilidade em grande escala do sinal recebido no sentido de afastamento no túnel.

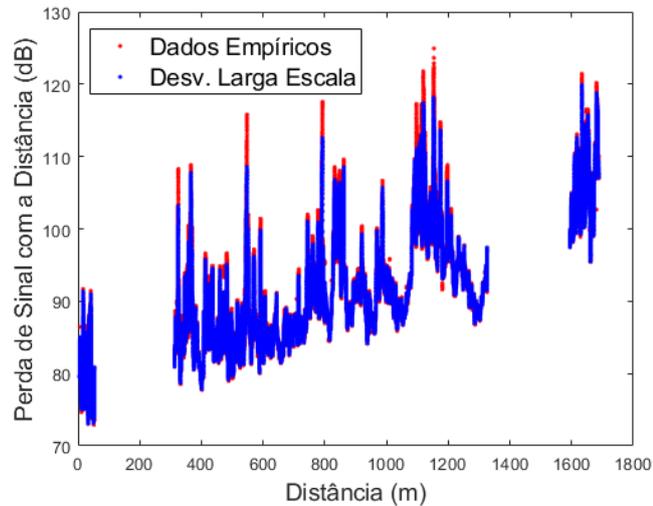


Figura 35– Variabilidade em grande escala do sinal recebido no sentido de aproximação no túnel.

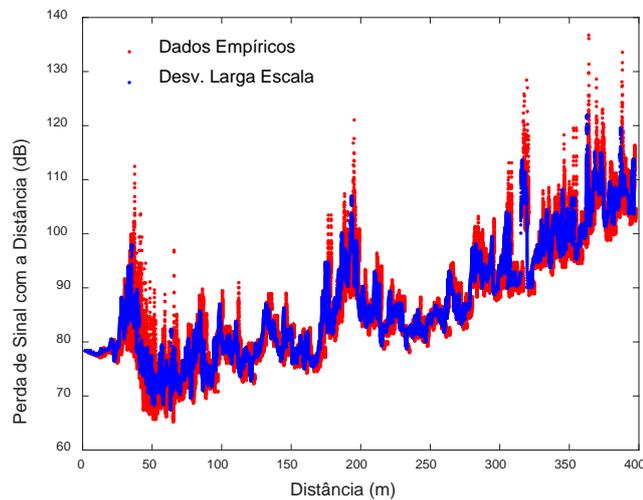


Figura 36– Variabilidade em grande escala do sinal recebido no sentido de afastamento fora do túnel.

As curvas de perda de percurso foram ajustadas aos dados medidos baseando-se nos modelos Log-Distância, WINNER, e Dois-Raios, considerando-se a distância d_0 igual a 1 m. Para os modelos Log-Distância e Dois Raios, foram obtidos o valor do expoente de propagação, γ , que permitiu o melhor ajuste aos dados coletados.

Para aferir a qualidade do ajuste, foi utilizada a medida de erro comumente conhecida como raiz do erro médio quadrático (RMSE), que representa o desvio padrão das diferenças entre os dados medidos e a função do modelo proposto [41], sendo calculada pela seguinte equação:

$$RMSE_i = \sqrt{\frac{\sum_d (Pl_i(d) - g(d))^2}{M}} \quad (119)$$

onde $Pl_i(d)$ representa a função do modelo, $g(d)$ representa os dados medidos e M , o número de amostras de dados.

Para os modelos WINNER e Log-Distância, uma distância crítica de 580 metros foi calculada por meio da equação 4, resultando em uma segunda inclinação (γ_{1-2° slope) nas curvas de perda de percurso, definidas pelas equações 5 e 8, respectivamente.

De acordo com [24], o modelo de Dois-Raios se ajusta melhor a ambientes rurais e distâncias maiores que 100 metros, uma vez que a partir de 100 metros de separação, o ângulo de reflexão se torna mais acentuado, até o raio terrestre desaparecer do receptor. Avaliou-se graficamente, que a distância mínima para este modelo, no caso do cenário de medição, é igual a 400 metros, onde as alturas do Tx e Rx possuem grande influência na sua variação. Vale verificar que, conforme mostra a tabela 10, foram obtidos alguns valores de expoente de perda abaixo do valor do espaço livre ($\gamma = 2$) devido à linha de visada direta e às contribuições de multipercurso dentro do túnel. Diferente situação ocorreu quando se comparou estes expoentes aos de [42], cujas medições foram realizadas em área aberta e onde todos estes expoentes foram maiores que 2, em consequência do não confinamento do sinal transmitido, apesar da linha de visada direta.

Veículo se afastando do Tx			
Modelo de Perda de Percurso	RMSE	$\gamma(1^\circ \text{ Slope})$	$\gamma_{1(2^\circ \text{ Slope})}$
Espaço Livre	13.004	2	-
Log-Distância	7.035	1.480	3.659
Log-Distância (d>400 m)	5.919	1.374	4.428
WINNER	20.082	-	-
Dois-Raios	8.628	1.708	-
Dois-Raios (d >400 m)	6.538	1.749	-
Veículo se aproximando do Tx			
Modelo de Perda de Percurso	RMSE	$\gamma(1^\circ \text{ Slope})$	$\gamma_{1(2^\circ \text{ Slope})}$
Espaço Livre	14.687	2	-
Log-Distância	6.268	1.504	2.505
Log-Distância (d>400 m)	5.441	1.432	3.173
WINNER	21.430	-	-
Dois-Raios	6.192	1.669	-
Dois-Raios (d >400 m)	5.470	1.670	-

Tabela 10 – RMSE e γ para o veículo se afastando e se aproximando do TX.

As figuras 37 e 38 mostram as curvas de ajuste, da perda de percurso dos modelos mencionados, com os dados empíricos para ambos os cenários de afastamento e aproximação entre o receptor móvel e o Tx respectivamente.

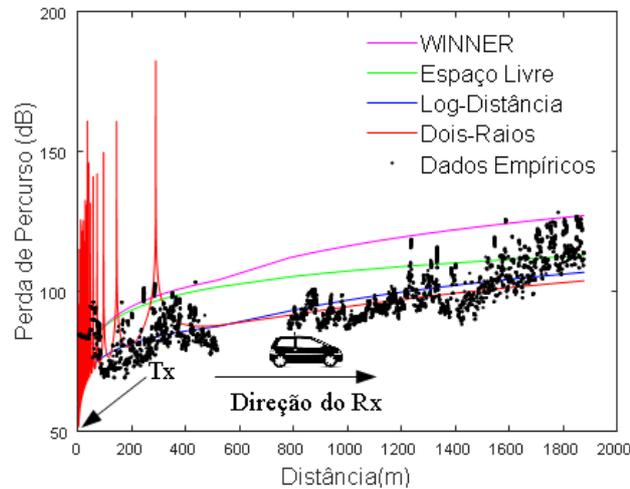


Figura 37 – Comparação entre os modelos para V2I – veículo se afastando do Tx no túnel.

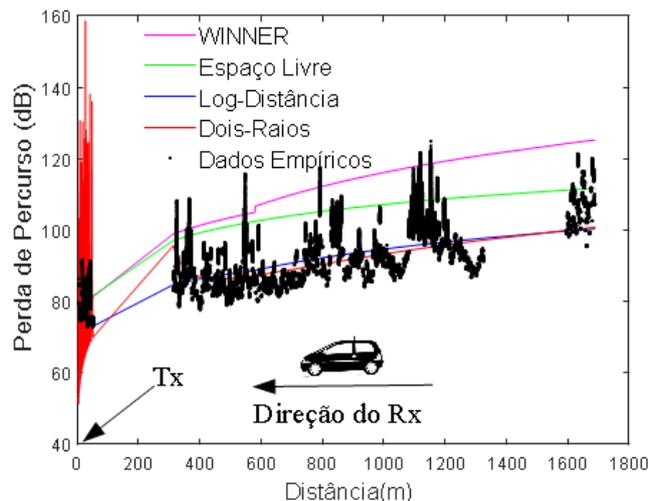


Figura 38 – Comparação entre os modelos para V2I – veículo se aproximando do Tx no túnel.

Observa-se, pelos gráficos de ajustes no túnel e pelos valores de RMSE e γ para o trajeto descrito, apresentados na tabela 10, para os modelos Log-Distância, WINNER, e Dois Raios que considerando distancias a partir de 400 m, o modelo Log – Distância se ajustou melhor aos dados medidos na aproximação e afastamento. Quando se tem a rota completa, o modelo Dois-Raios obteve melhor aderência aos dados medidos na aproximação e o Log-Distância no afastamento. Já o modelo WINNER, apesar de mencionado na literatura, para cenários V2I, foi o que menos se ajustou em todos os cenários, apresentando o maior RMSE.

Para o cenário de afastamento no ambiente fora do túnel, observa-se pela figura 39 e na tabela 11, que em todo o percurso de 400 m, o modelo Log-Distância foi o que obteve menor RMSE e, portanto, melhor se ajustou aos dados empíricos.

Modelo de Perda de Percurso	RMSE	$\gamma(1^\circ \text{ Slope})$
Espaço Livre	9.332	2
Log-Distância	7.949	1.780
WINNER	10.026	-
Dois-Raios	11.56	1.721

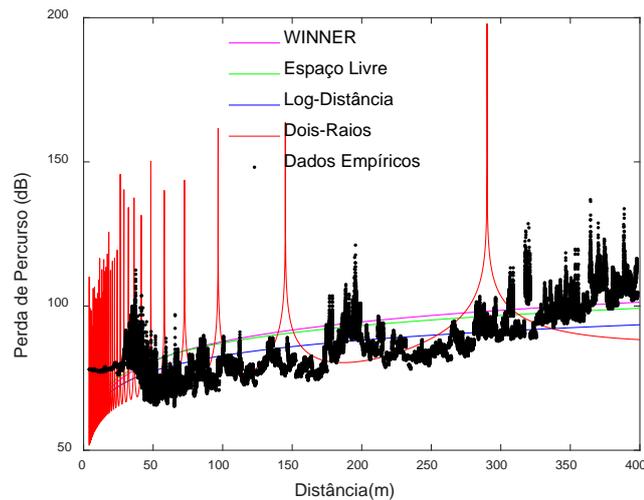
Tabela 11– RMSE e γ para o veículo se afastando fora do túnel.

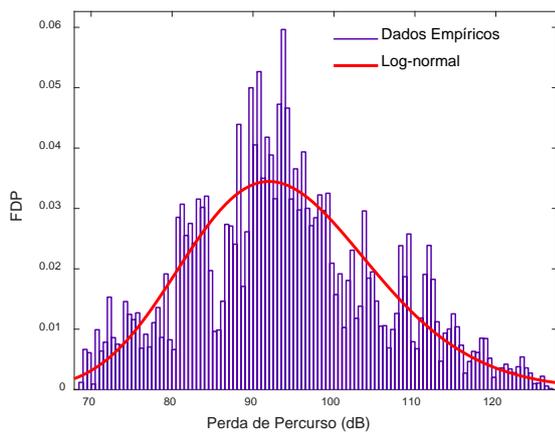
Figura 39 – Comparação entre os modelos para V2I – veículo se afastando do Tx fora do túnel.

As estatísticas de desvanecimento em grande escala também foram realizadas e os parâmetros de cada distribuição foram calculados por estimação de máxima verossimilhança (MLE, do inglês *Maximum-Likelihood Estimation*), onde o parâmetro *log-likelihood* (LogL) foi utilizado para indicar o melhor ajuste aos dados medidos. Este parâmetro corresponde maximização do logaritmo natural da expressão da MLE.

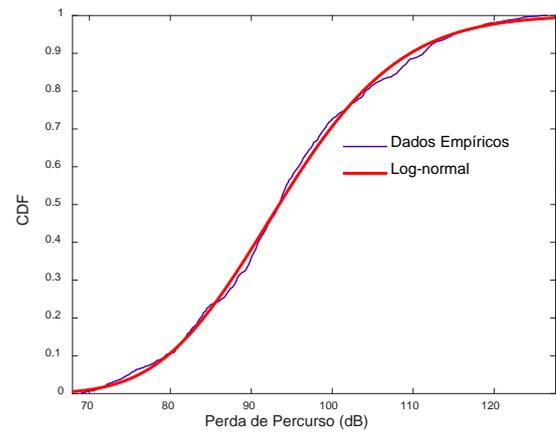
De acordo com os resultados, a distribuição Log-normal obteve melhor aderência aos dados experimentais de grande escala, como mostram as figuras 40, 41 e 42, onde os parâmetros de MLE são mostrados na tabela 12. Os resultados são consistentes com as condições esperadas de desvanecimento em grande escala.

Trecho	Local	Log-normal	
		M	S
Afastamento	No túnel	4.537	0.124
Aproximação	No túnel	4.511	0.085
Afastamento	Fora do túnel	4.455	0.117

Tabela 12– Parâmetros da função distribuição de probabilidade Log-normal.

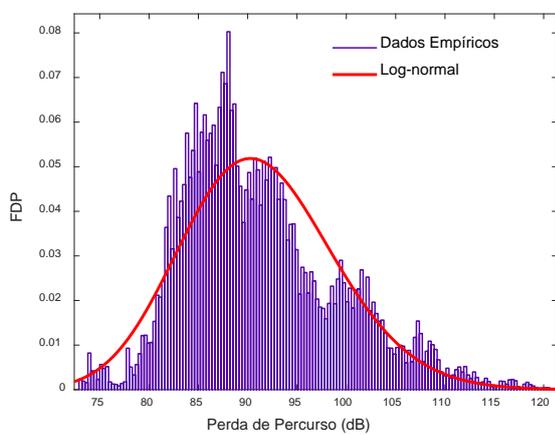


(a)

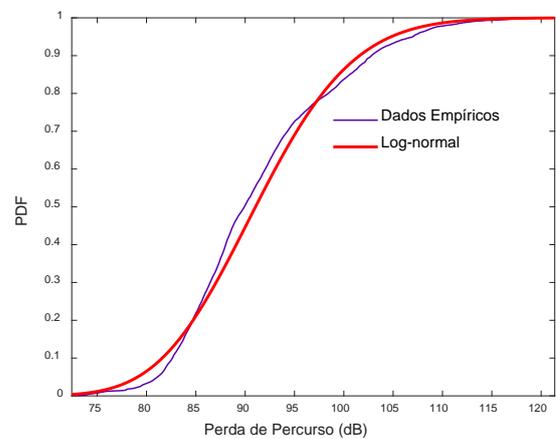


(b)

Figura 40 – Afastamento dentro do túnel - Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.

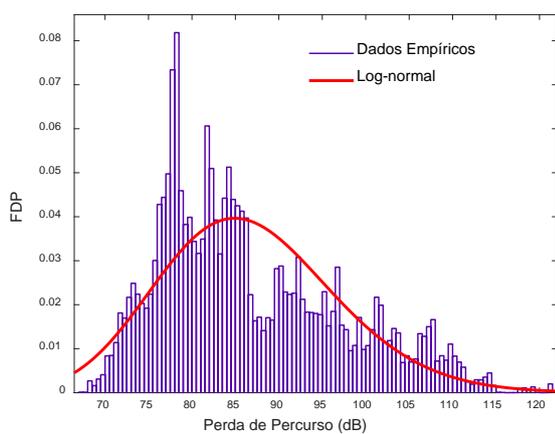


(a)

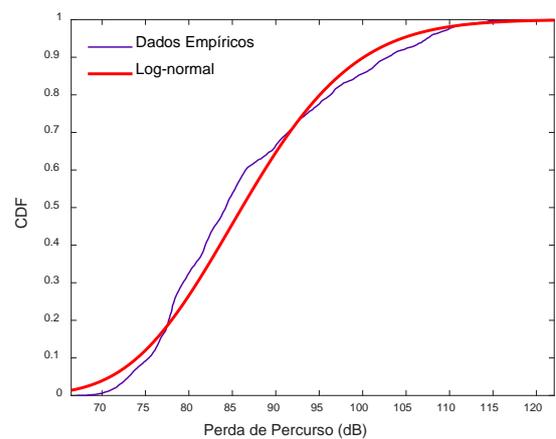


(b)

Figura 41 – Aproximação dentro do túnel - Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.



(a)



(b)

Figura 42 – Afastamento fora do túnel - Desvanecimento em grande escala. a) FDP e (b) CDF.

5.1.2. Análise do Sinal em Faixa Estreita na Área Aberta

Neste ambiente, também foram realizadas medições no sentido de aproximação e afastamento do sistema transmissor. Os dados coletados foram ajustados aos modelos Log-Distância, Dois-Raios e WINNER, que foram descritos no capítulo 2. Foi realizada a análise sobre o comportamento da variação do sinal em pequena e grande escala, de maneira a avaliar o comportamento do mesmo no cenário V2I num ambiente aberto.

A partir dos dados coletados das medições realizadas nos cenários descritos anteriormente, pôde-se ajustar a perda de percurso, o desvanecimento em grande escala e em pequena escala aos dados empíricos.

Conforme mencionado, o sistema transmissor foi fixado ao centro da rota a, aproximadamente, 100 metros do ponto de partida. A figura 43 apresenta a variação da potência recebida e perda de percurso durante todo o percurso, onde o veículo se aproxima, passando pelo transmissor e, em seguida, se afastando.

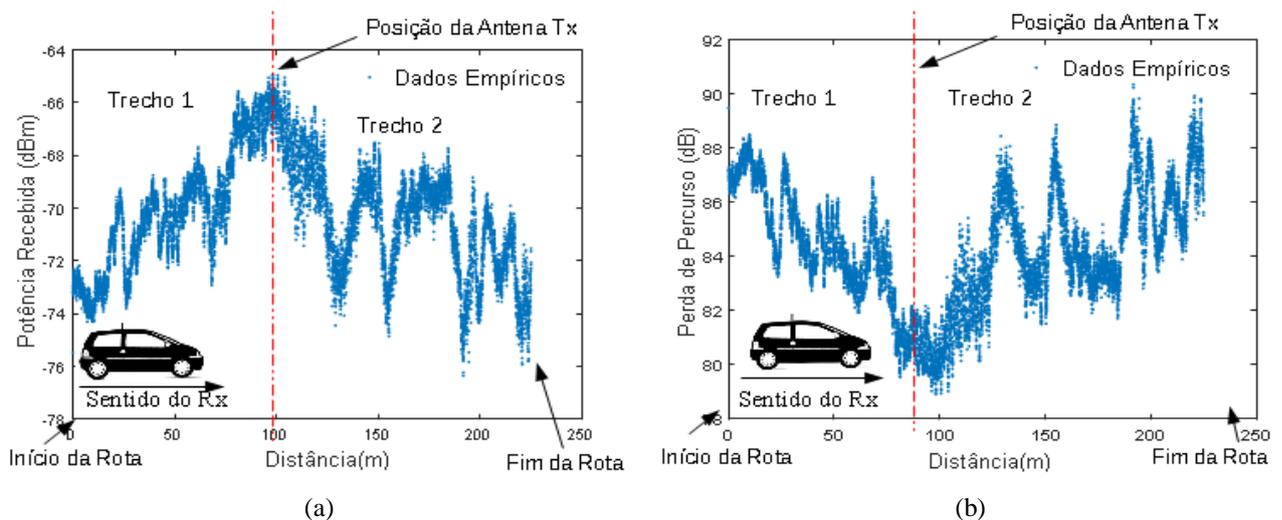


Figura 43 – Corrida completa. (a) Sinal recebido em dBm e (b) Perda de percurso em dB.

5.1.2.1. Variabilidade do Sinal em Grande Escala do Sinal Recebido na Área Aberta

Na área aberta, realizou-se o ajuste dos dados empíricos aos modelos mencionados e verificou-se que curva do modelo log-distância se ajustou melhor aos dados medidos, porém quando o Rx se aproxima a uma distância do Tx abaixo de 50 metros, este modelo apresenta-se otimista, conforme se verifica na figura 44. Acima de 50 metros, verifica-se que os dados tendem a se ajustar, também, aos modelos espaço livre e WINNER. A tabela 13 apresenta os valores de RMSE e γ para os modelos de *path loss* mencionados.

Modelo de Perda de Percurso	RMSE	γ
Espaço livre	5.644	2
Log-Distância	4.471	2.208
WINNER	6.525	-
Dois Raios	9.555	2.171

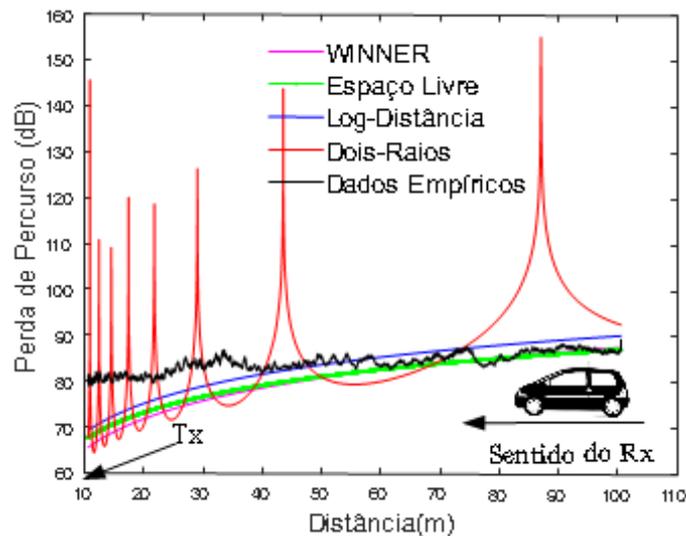
Tabela 13 – RMSE e γ para o veículo se se aproximando do Tx.

Figura 44 – Perda de Percurso – Veículo se aproximando do Tx (trecho 1).

No segundo trecho da rota do percurso, em que o veículo se afastava do transmissor, foram obtidos os seguintes valores de RMSE e γ , como mostra tabela 14.

Modelo de Perda de Percurso	RMSE	γ
Espaço livre	5.900	2
Log-Distância	5.528	2.118
WINNER	6.724	-
Dois Raios	9.129	2.151

Tabela 14 – RMSE e γ para o veículo se se afastando do Tx.

Neste caso, a curva do modelo log-Distância também se ajustou melhor às medições, porém com um comportamento semelhante ao do trecho 1, onde houve melhor ajuste quando o veículo se afastava a uma distância maior que, aproximadamente, 50 m do Tx, onde os dados tendem a se ajustar melhor ao modelo espaço livre e WINNER, conforme se vê na figura 45.

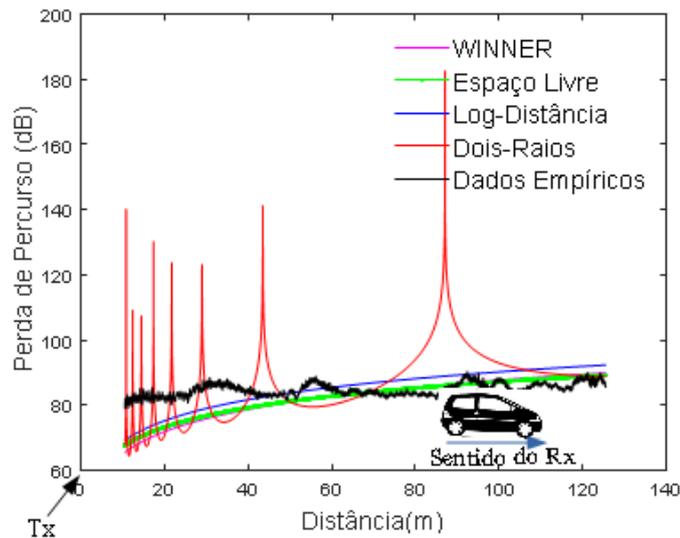


Figura 45 – Perda de Percurso – Veículo se afastando Tx (trecho 2).

A distribuição do sinal em grande escala também foi verificada e a distribuição Log-normal foi a que obteve melhor aderência aos dados empíricos nos 2 trechos, como mostra a figura 46.

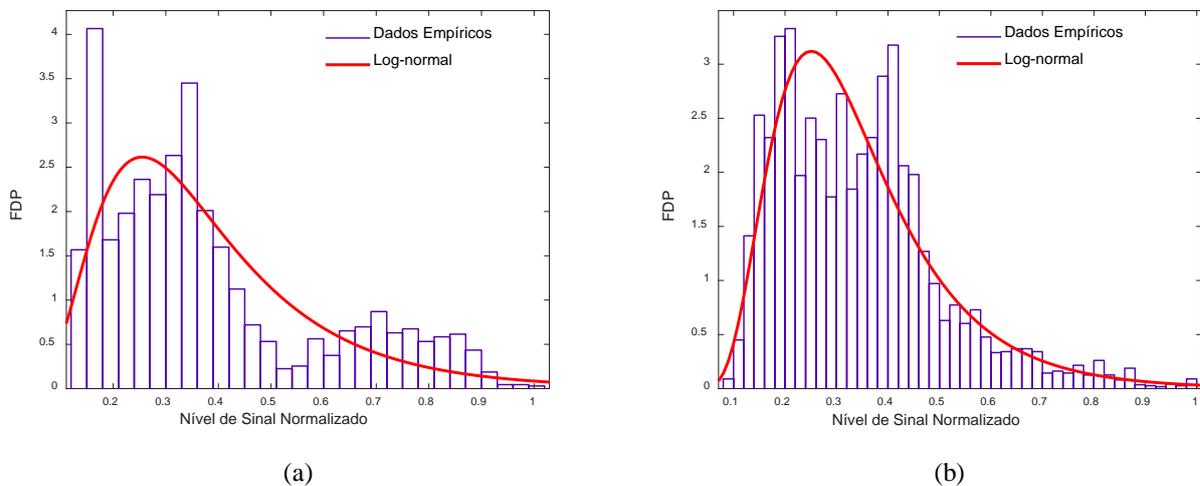


Figura 46 – FDP – Variabilidade em grande escala. (a) Aproximação (b) Afastamento.

5.1.2.2. Variabilidade do Sinal em Pequena Escala do Sinal Recebido na Área Aberta

Na caracterização do desvanecimento em pequena escala na área aberta, medições foram ajustadas às FDP do tipo Rayleigh, Rice, Nakagami ou Weibull. Os parâmetros de cada distribuição foram determinados por estimação de máxima verossimilhança, que realiza essa estimação com intervalo de confiança de 95%. Por meio do parâmetro LogL, obteve-se o melhor ajuste a cada distribuição, como mostram os resultados são apresentados na tabela 15.

Trechos	Rayleigh	Rice		Nakagami		Weibull		Melhor ajuste
	σ	s	σ	m	Ω	λ	A	
Trecho1-V2I- Aproximação	0.593	0.837	0.035	137.5	0.704	0.855	23.398	Rice
Trecho 2-V2I- Afastamento	0.497	0.699	0.057	37.636	0.495	0.728	11.779	Nakagami

Tabela 15 – Parâmetros de ajuste das FDP às medições em pequena escala.

De acordo com os resultados obtidos, a figura 47 ilustra as FDPs ajustadas aos dados empíricos, onde a Rice obteve melhor aderência às medidas de variabilidade em pequena escala, no trecho de aproximação, enquanto Nakagami se ajustou melhor no trecho de afastamento. Estes resultados são coerentes com a condição de recepção, onde o sinal recebido é composto por raios diretos (visada) e as componentes de multipercurso.

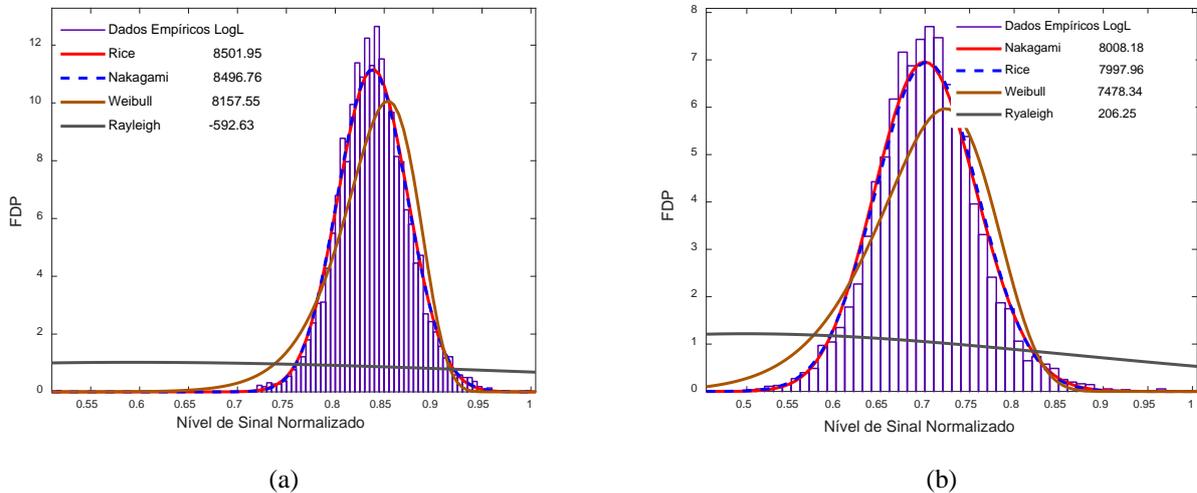


Figura 47 – FDP – Variabilidade em pequena escala. (a) Aproximação (b) Afastamento.

5.2. CARACTERIZAÇÃO DO SINAL EM BANDA LARGA

Através da sondagem do canal em banda larga, utilizando a técnica OFDM, os parâmetros de dispersão temporal foram obtidos. Uma sequência PN foi transmitida com uma modulação OFDM. Por meio da correlação cruzada entre o prefixo cíclico do sinal transmitido com o sinal recebido, foi possível identificar, na recepção, os símbolos transmitidos. A figura 48 mostra os símbolos capturados de um dos arquivos recebidos pelo analisador de sinais, após o processo de correlação cruzada descrito acima, onde os picos de correlação separam as amostras de correspondentes a cada símbolo.

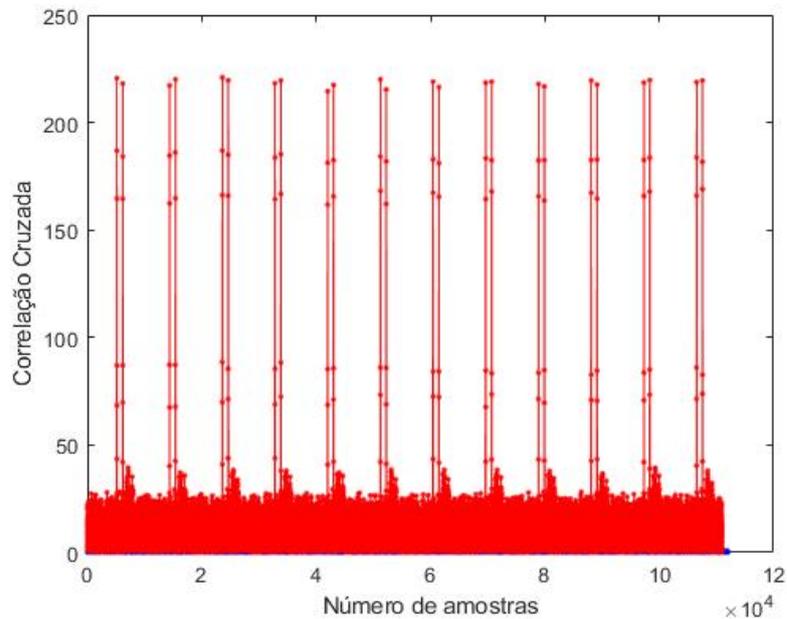


Figura 48 – Túnel - Símbolos identificados na recepção pela correlação cruzada do prefixo cíclico.

5.2.1. Sensibilidade da Sonda Utilizada

Para que as análises estatísticas sejam confiáveis, deve se capturar o máximo número de símbolos possíveis. Com este objetivo, dois parâmetros foram definidos: o CP do símbolo e fator de correlação. O valor do prefixo cíclico de 1/8 foi definido, uma vez que, ao utilizá-lo e compará-lo com outros tamanhos como 1/16 ou 1/32, tipicamente utilizados na literatura e em diversos trabalhos [28] [33], um maior número de símbolos na recepção foi identificado. O fator de correlação utilizado na identificação e captura dos símbolos foi de 20% e também contribuiu para o aumento no número de símbolos capturados, pois o início e fim das amostras de cada símbolo na recepção, foram identificados por meio deste valor resultante da correlação cruzada entre as amostras do CP do sinal transmitido e as amostras sinal recebido. A amostra considerada como sendo um início ou fim válido de um símbolo ocorria quando se tinha um pico de correlação resultante que fosse até 20% maior que a correlação com a amostra imediatamente anterior e posterior, em determinada captura. Em trabalhos anteriores [28] [33], foi utilizado o fator de 10%.

Outro ponto importante a se destacar, foi o limiar de ruído medido no equipamento, igual a -75 dBm. Dessa forma, para a análise estatística, foram descartados os símbolos que apresentaram potência média abaixo deste limiar, considerando-os espúrios resultantes do ruído adicionado no canal.

5.2.2. Perfil de Potência de Retardos no Túnel

Os perfis de retardo foram obtidos a partir do quadrado do módulo da resposta ao impulso do canal, obtida pela autocorrelação do sinal recebido. Nos perfis de retardo obtidos, foi aplicado o algoritmo CFAR e posteriormente, obtiveram-se os parâmetros de dispersão como o retardo médio e espalhamento de retardo RMS. A figura 49 apresenta os 4 primeiros perfis de retardo identificados no túnel, onde os multipercursos válidos estão destacados.

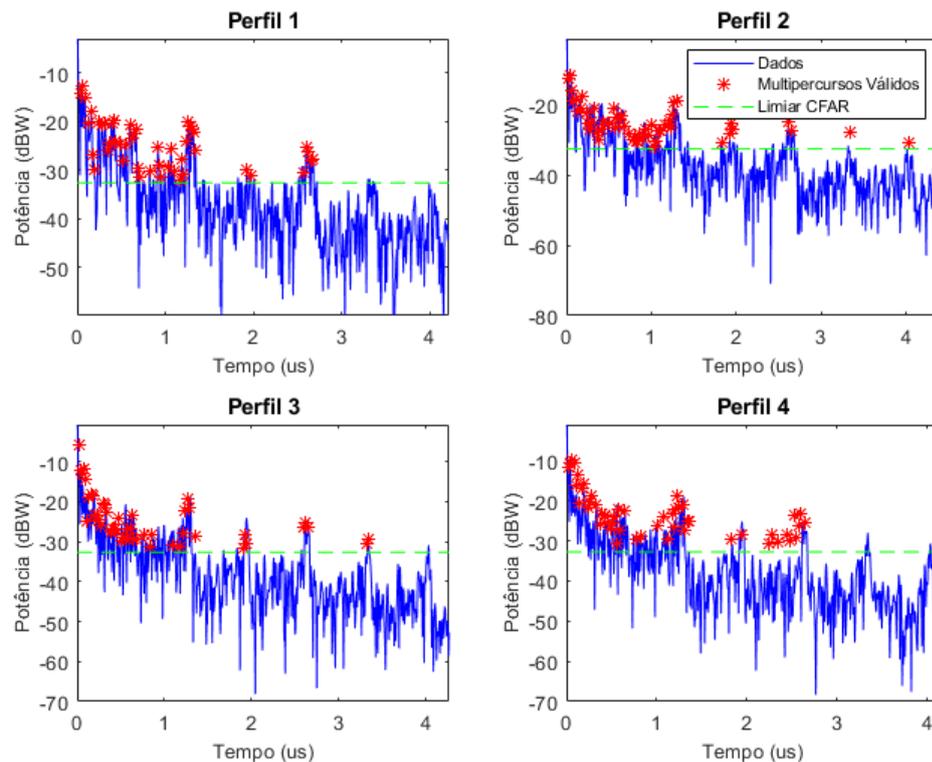


Figura 49 – Primeiros perfis de retardos extraídos do trecho de afastamento.

A figura 50 mostra, como exemplo, as amplitudes das potências dos perfis de retardos obtidos para o afastamento, onde é possível observar que os multipercursos com níveis de potência mais fortes, em vermelho, aparecem com menor retardo. Nos perfis analisados, foi possível observar a formação de *clusters*, semelhante à análise em ambientes *indoor* realizadas por Saleh e Valenzuela [45].

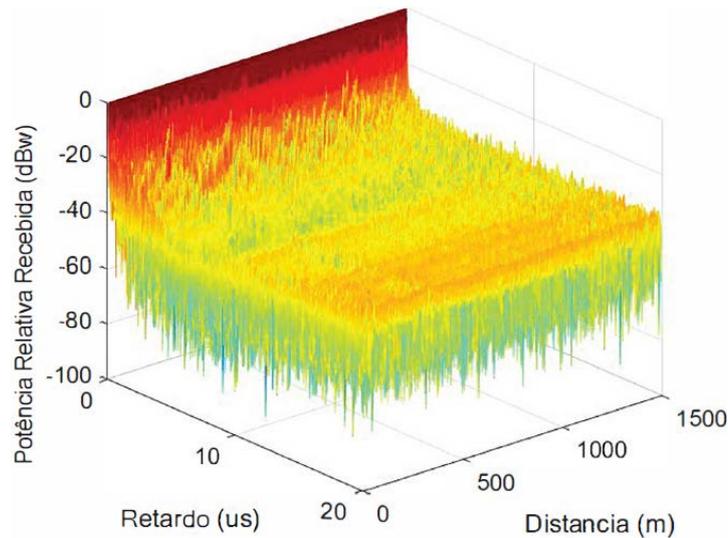


Figura 50 – Perfil de potência de retardos na sondagem de um canal V2I.

Buscando validar o comportamento dos perfis de retardo foi realizada uma modelagem estatística do comportamento dos multipercursos registrados nos perfis de retardos obtidos, em termos do número de componentes que atingem o receptor durante o período das medições.

De acordo com [43], a chegada de componentes de multipercurso se ajustam à distribuição de probabilidades de Poisson, em que a probabilidade de se receber l componentes nos N primeiros intervalos de tempo é dada por:

$$P_N = (L = l) = \frac{\lambda^l}{l!} e^{-\lambda} \quad (120)$$

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

Para verificar a validade dessa proposição para o ambiente de área aberta e do túnel, esta análise foi realizada. Nesta verificação, foram utilizadas somente as componentes de multipercurso válidas obtidas por meio da técnica CFAR. As figuras 51 e 52 apresentam os resultados empíricos, ajustados com a distribuição de Poisson para o número médio de componentes de multipercurso que chegam ao receptor no túnel, durante o seu afastamento e aproximação do transmissor, sendo esse número médio, de 12 e 11 componentes por perfil, respectivamente.

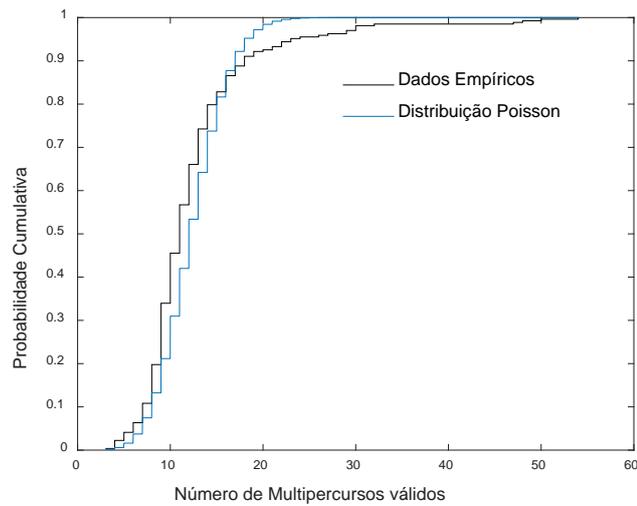


Figura 51 – Ajuste do número de componentes de multipercurso no afastamento.

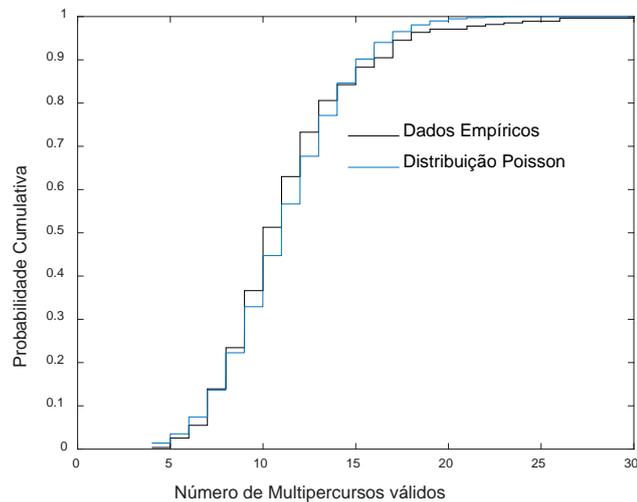


Figura 52 – Ajuste do número de componentes de multipercurso na aproximação.

5.2.3. Análise e Modelagem Estatística dos Parâmetros de Dispersão Temporal nas Medições do Túnel

Os valores dos parâmetros de retardo excedido médio ($\bar{\tau}$) e espalhamento de retardo RMS (σ_{τ}) foram calculados para os sentidos de afastamento e aproximação e comparados a outros trabalhos de medições em túnel, similares na literatura. Foi calculado ainda, o espalhamento de retardo excedido, sendo de $4.03 \mu\text{s}$ no afastamento e $3.46 \mu\text{s}$ na aproximação. A tabela 16 mostra os resultados e as figuras 53 e 54 exibem a variação dos retardos em função da distância.

Sentido	Freq (GHz)	Banda (MHz)	$\bar{\tau}$ min (ns)	$\bar{\tau}$ médio (ns)	$\bar{\tau}$ max (ns)	σ_{τ} min (ns)	σ_{τ} médio (ns)	σ_{τ} max (ns)
Afast.	5.8	62.5	13.2	23.4	132.5	5.4	72.6	370
Aprox.	5.8	62.5	13.3	20.4	67.9	7.5	61.5	268.9
Ref. [11]	0.7	20	39	73	271	2	33	199
Ref. [8]	5.6	240	-	42.63	379.17	-	64.55	129.60

Tabela 16 - Comparação entre retardos medidos e outros trabalhos da literatura, em túnel.

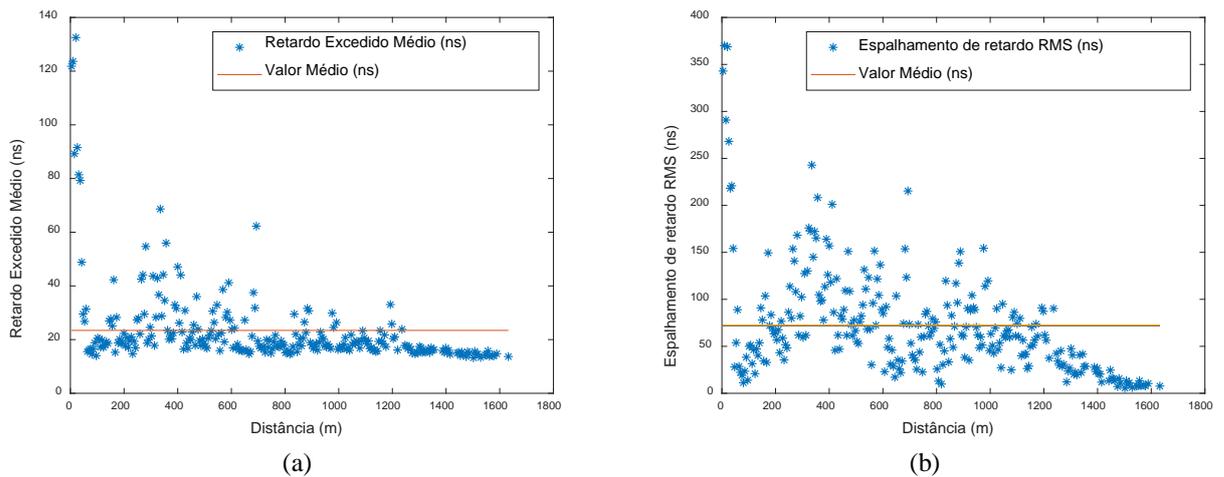


Figura 53 – Afastamento. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.

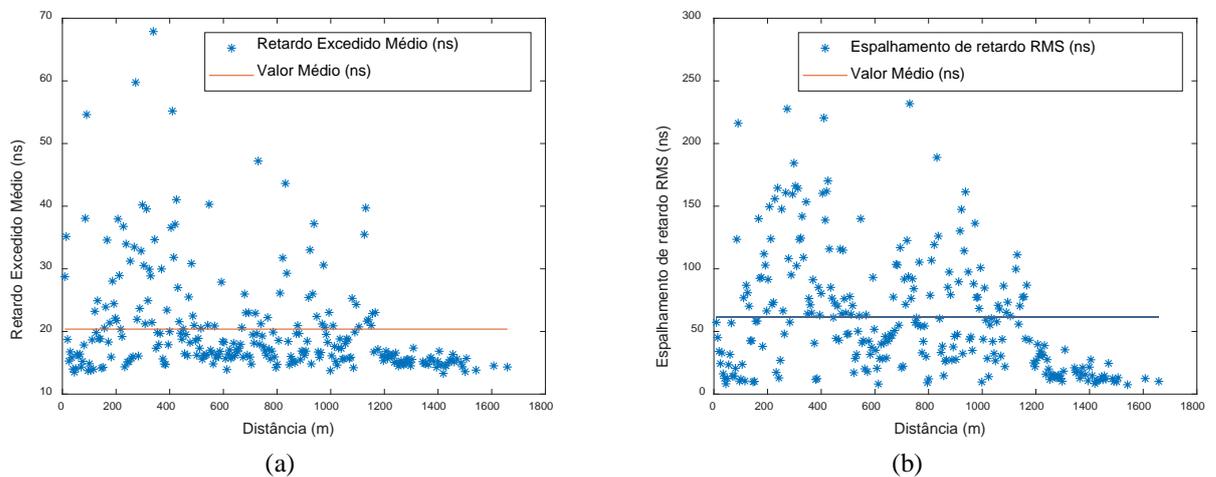


Figura 54 – Aproximação. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.

Vale destacar que o espalhamento de retardo determinará a ocorrência de interferência intersimbólica no dado sistema transmitindo com as características dadas. Para isso, tem-se a condição $\sigma_{\tau} < T_g$ [8], onde T_g , neste caso, corresponde ao prefixo cíclico. Esta condição foi atendida em todos os cenários, uma vez que o CP definido foi de $6.4 \mu\text{s}$ e o máximo valor de σ_{τ} medido foi menor que $1 \mu\text{s}$.

O processo de desvanecimento tanto para V2I quanto para V2V é não estacionário ou *non-WSSUS* [8]. Observa-se nas medições deste trabalho que, a partir do cálculo dos parâmetros $\bar{\tau}$ e σ_{τ} , verificou-se que as rotas devem ser divididas em trechos para que a estacionariedade no sentido amplo com espalhamento descorrelacionado (WSSUS) possa ser considerada, e o valor médio de σ_{τ} possa ser calculado em cada trecho.

As FDP e CDF dos valores de retardo excedido médio e espalhamento de Retardos RMS dos perfis de potência de retardo obtidos nos dois trechos são mostradas nas figuras 55 a 58.

Foi realizada a comparação com as distribuições de probabilidade teóricas Log-normal, Nakagami, Rice e Weibull. Na comparação de distribuições, utilizou-se o parâmetro *log-likelihood* e utilizou-se deste teste para validar a aderência das distribuições cumulativas teóricas com os resultados empíricos. Os valores dos parâmetros, obtidos em cada trecho são mostrados na tabela 17.

Trecho	Lognormal		Weibull		Nakagami		Rice		Rayleigh	Melhor ajuste
	m	s	a	C	M	Ω	s	σ	σ	
$\bar{\tau}$ – Afast.	3.045	0.400	26.529	1.709	0.978	798.3	0.645	19.975	19.98	Log-normal
σ_{τ} – Aprox	2.958	0.308	22.907	2.504	2.091	480.852	18.04	8.815	15.505	Log-normal

Tabela 17 – Parâmetros de distribuição de $\bar{\tau}$ e σ_{τ} .

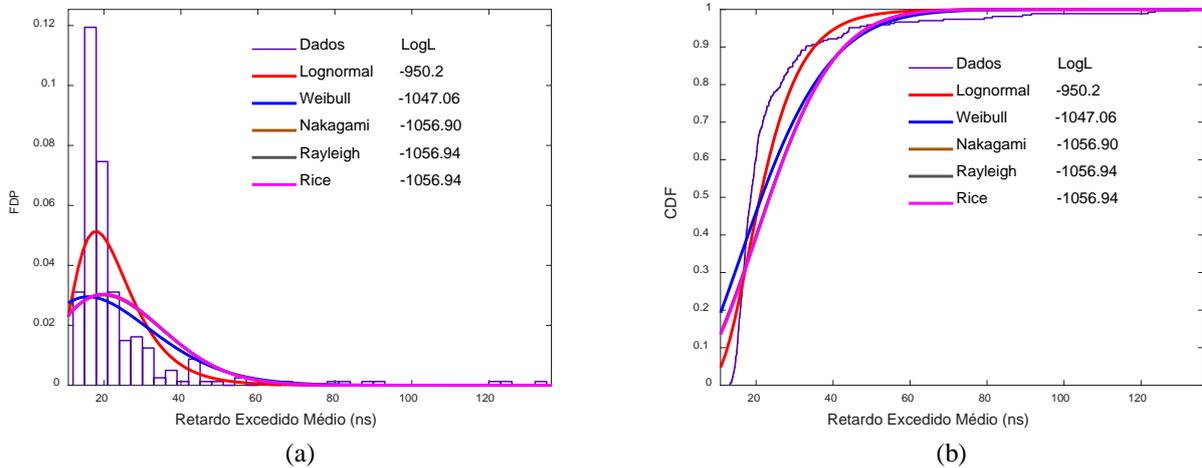
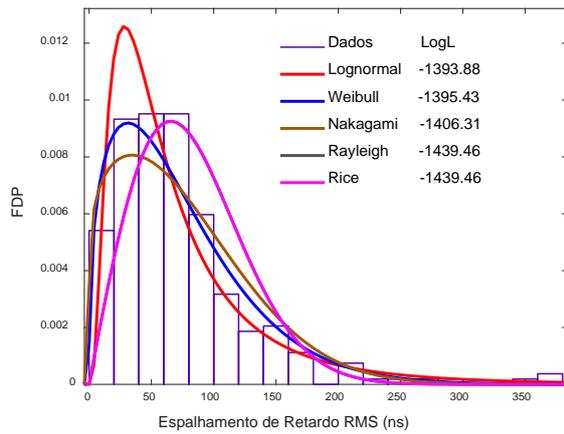
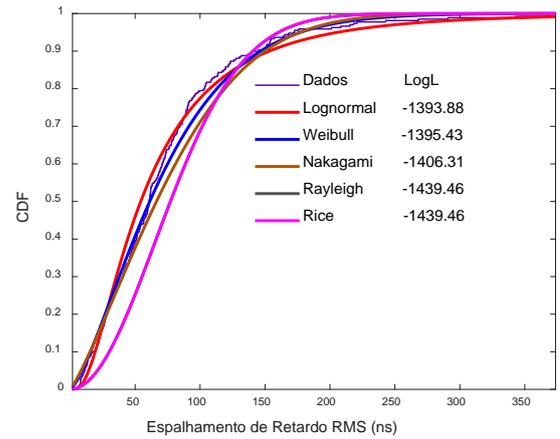


Figura 55 – Afastamento. (a) FDP de $\bar{\tau}$ e (b) CDF de $\bar{\tau}$.

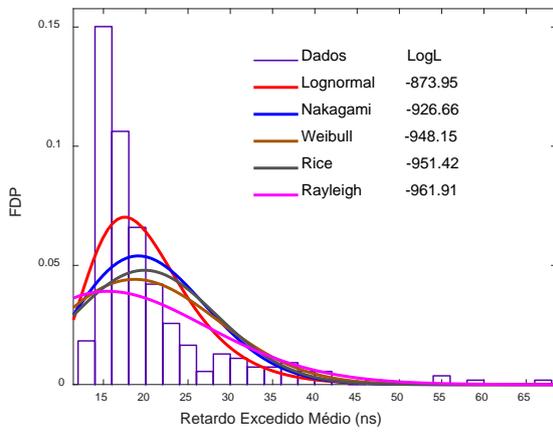


(a)

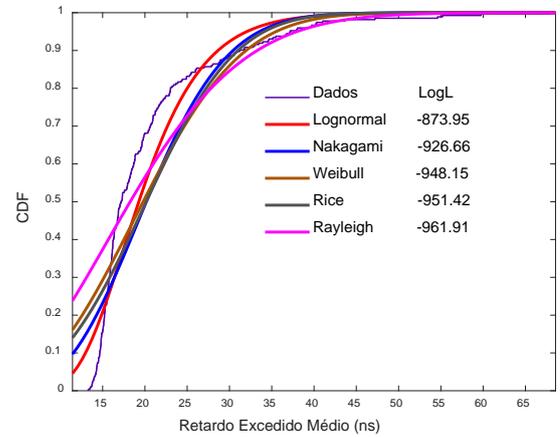


(b)

Figura 56 – Afastamento. a) FDP de σ_τ e (b) CDF de σ_τ

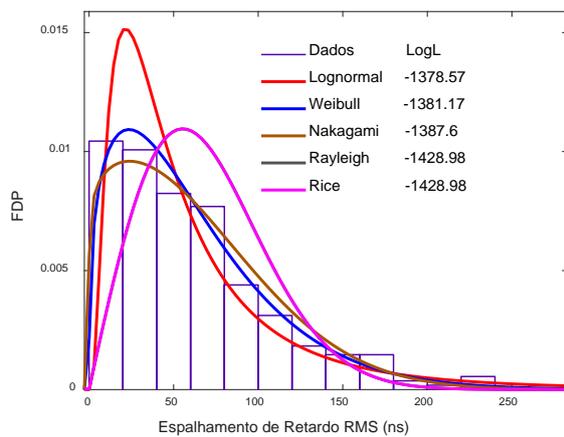


(a)

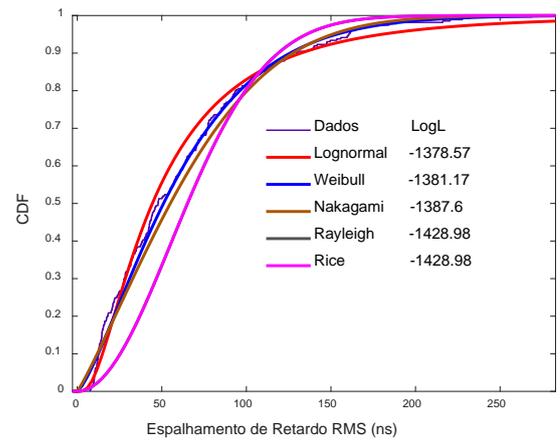


(b)

Figura 57 – Aproximação – (a) FDP de $\bar{\tau}$ e (b) – CDF de $\bar{\tau}$.



(a)



(b)

Figura 58 – Aproximação. a) FDP de σ_τ e (b) CDF de σ_τ

Foi realizada ainda uma comparação das CDF de $\bar{\tau}$ e de σ_{τ} entre os trechos de afastamento e aproximação. Verificou-se na figura 59, a proximidade entre as curvas, o que denota que o sentido do veículo em relação ao Tx não provocou grandes variações nos retardos.

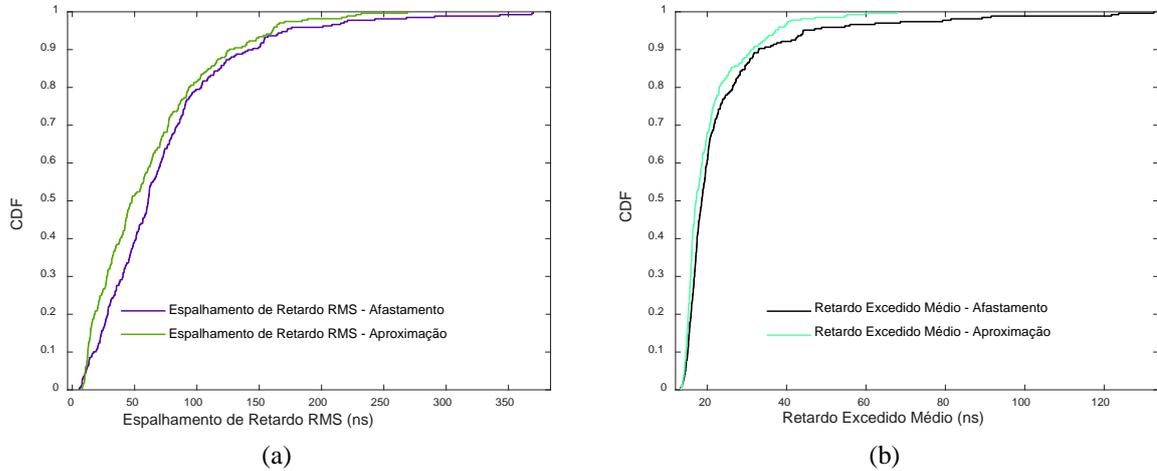


Figura 59 – Comparação da CDF de $\bar{\tau}$ e de σ_{τ} entre os trechos de afastamento e aproximação.

5.2.4. Cálculo da Banda de Coerência nas Medições do Túnel

Outro parâmetro que caracteriza o canal é a banda de coerência, que é calculada a partir da transformada direta de Fourier da função $h(t, \tau)$ no domínio dos retardos, após a filtragem de ruídos, utilizando a técnica CFAR. A figura a seguir mostra, como exemplo, o perfil 2, onde o veículo se afasta do Tx.

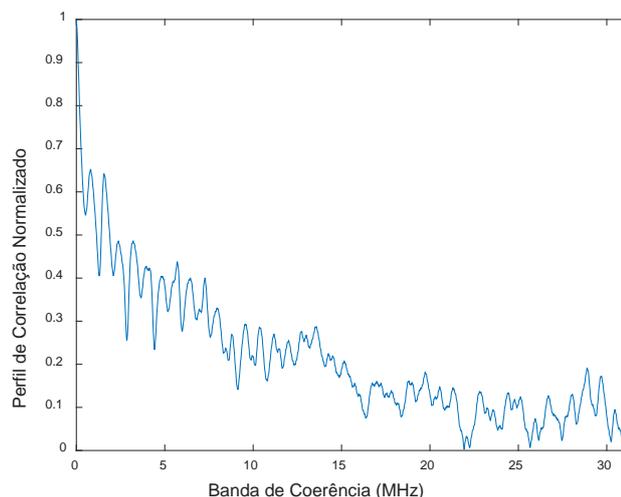


Figura 60 – Perfil de correlação normalizado para o perfil 2 no afastamento do Tx no túnel.

Os valores obtidos de banda de coerência para os sentidos de afastamento e aproximação do Tx no túnel foram calculados. As figuras 63 e 64 comparam as curvas de BC teóricas (equações 99 e 100) com a curva BC ajustada (equação 101) aos valores de BC medidos, em função do espalhamento de retardo RMS para o afastamento e aproximação entre o Tx e Rx,

onde se obteve a constante k , para o coeficiente de correlação de 0.9 e 0.5. Também foram obtidos os valores de RMSE, onde se verificou que houve menor erro no ajuste da banda de coerência para o sentido de aproximação. Em ambos os casos mostrados, a BC para o índice de correlação 90% apresentou menor RMSE em relação a 50%. Nota-se que a relação inversa entre a BC e σ_τ se mantém, conforme observado em [30] [44]. Os valores encontrados são apresentados na tabela 18.

Sentido	Valores de BC (MHz) para 90%		k e RMSE para BC 90%		Valores de BC (MHz) para 50%		k e RMSE para BC 50%	
	Máximo	Média	K	RMSE	Máximo	Média	K	RMSE
Afast.	3.730	1.134	31.3	0.729	13.535	7.376	6.9	6.430
Aprox.	3.144	1.224	32.4	0.717	13593	7.443	6.8	5.678

Tabela 18– Valores obtidos de banda de coerência e constante de ajuste k no túnel.

A figura 61 mostra o os valores de banda de coerência dos perfis da no afastamento e aproximação do Tx para correlação 90%,

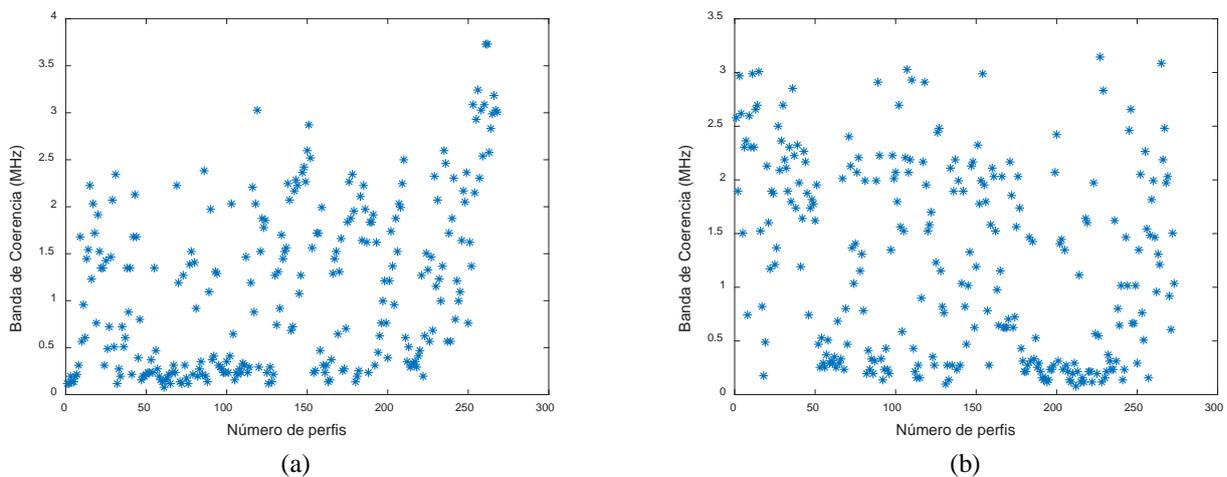


Figura 61 – BC 90% para cada perfil. (a) Afastamento. (b) Aproximação.

A figura 62 mostra o os valores de banda de coerência dos perfis no afastamento e aproximação do Tx, para correlação 50%,

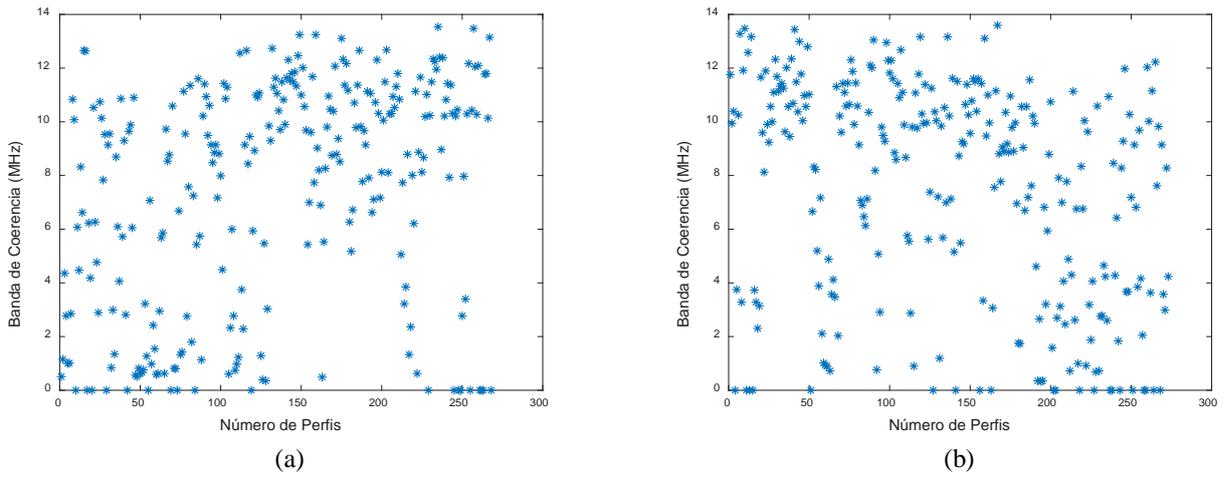


Figura 62 – BC 50% para cada perfil. (a) Afastamento. (b) Aproximação.

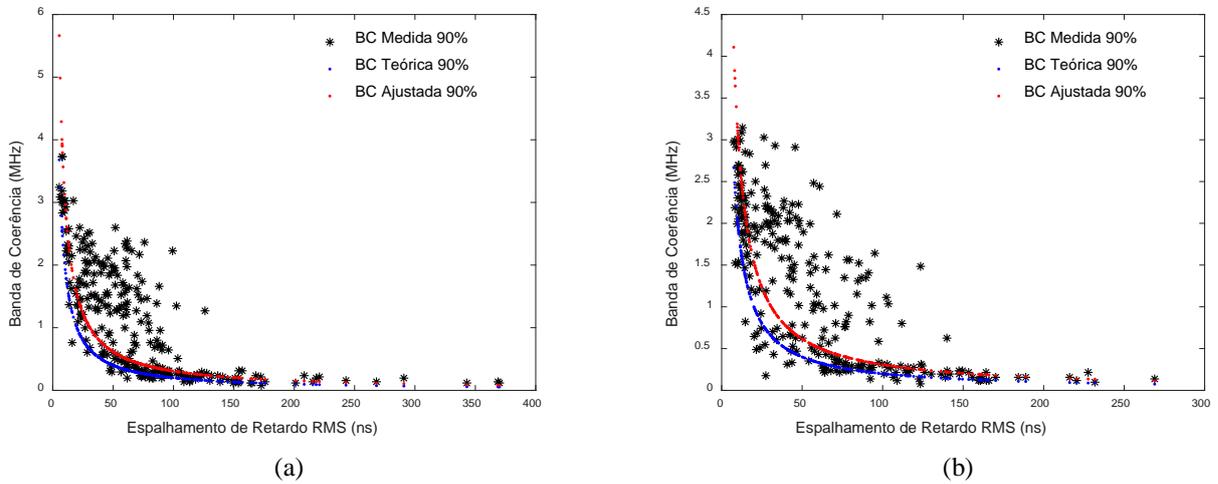


Figura 63 – Variação de BC em função de σ_τ para correlação 90%. (a) Afastamento e (b) Aproximação.

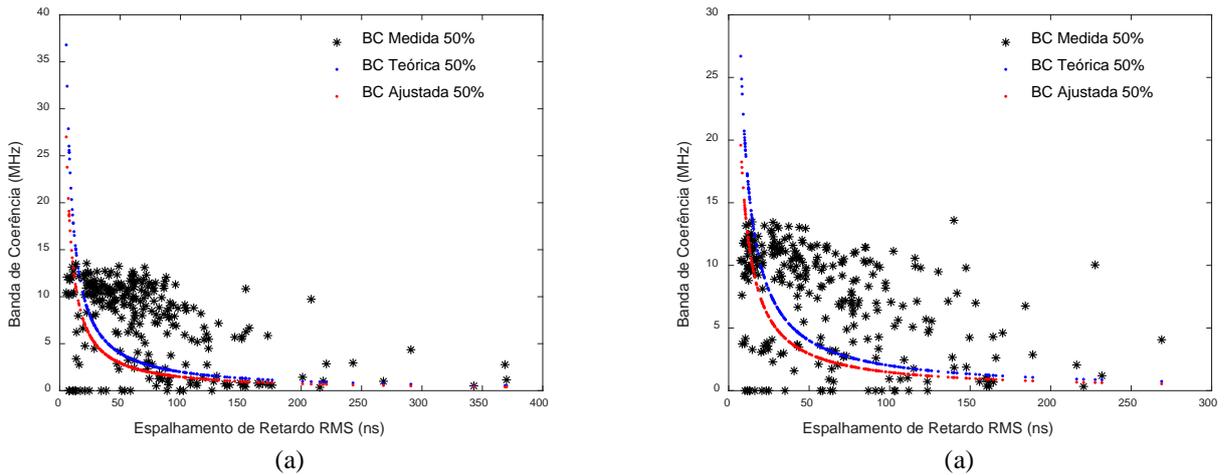


Figura 64 – Variação de BC em função de σ_τ para correlação 50%. (a) Afastamento e (b) Aproximação.

5.2.5. Comparação da Perda de Sinal com a Distância em Faixa Larga com os Modelos de Cobertura no Túnel

Com o objetivo de comparar a perda de sinal em faixa larga em função da distância, considerando-se a potência média de cada símbolo recebido, os modelos de *path loss* Dois-

Raios, Log-Distância e WINNER, detalhados no capítulo 2, foram comparados com a perda média do sinal medido. Neste cenário, o modelo de Log-Distância apresentou maior aderência aos dados da perda de sinal medida em banda larga

Vale observar que os modelos Dois-Raios e Log-Distância geraram um expoente de perda de percurso menor que o do espaço livre ($\gamma = 2$) devido ao *link* com linha de visada direta e as contribuições de multipercursos no túnel. O RMSE (*Root Mean Square Error*) também foi calculado para se verificar o melhor ajuste, como mostra a tabela 19. Para os modelos WINNER e Log-Distância, uma distância crítica de 580 metros, foi calculada por meio da equação 4, resultando em uma segunda inclinação ($\gamma_1 - 2^\circ$ slope) na curva de perda de percurso, definida por meio das equações 5 e 8, respectivamente. As figuras 65 e 66 mostram as curvas de ajustes de perda de percurso dos modelos mencionados com os dados medidos, para os cenários de afastamento e aproximação entre o receptor móvel e o Tx, respectivamente, onde é importante observar o melhor ajuste das medidas ao modelo de Dois-Raios para distâncias acima de 100 metros, conforme [24].

Observou-se que os resultados obtidos foram bem próximos ao medidos em faixa estreita, onde a medição foi centrada em 5.8GHz. Em faixa estreita verificou-se picos abruptos na variação da potência recebida e conseqüentemente, na perda de percurso, o que não se verifica no cálculo da perda média em faixa larga.

Veículo se afastando do Tx			
Modelo de <i>Path Loss</i>	RMSE	$\gamma(1^\circ\text{lope})$	$\gamma_1(2^\circ\text{ Slope})$
Espaço Livre	15.552	2	-
Log-Distância	5.376	1.383	3.001
Log-Distância (d>400m)	3.460	1.308	3.541
WINNER	23.363	-	-
Dois-Raios	7.030	1.574	-
Dois Raios (d>400m)	3.597	1.604	-
Veículo se aproximando do Tx			
Modelo de <i>Path Loss</i>	RMSE	$\gamma(1^\circ\text{ Slope})$	$\gamma_1(2^\circ\text{ Slope})$
Espaço Livre	14.740	2	-
Log-Distância	4.076	1.392	3.111
Log-Distância (d>400m)	3.684	1.316	3.646
WINNER	22.717	-	-

Dois-Raios	5.593	1.596	-
Dois Raios (d>400m)	3.898	1.623	-

Tabela 19 – RMSE e γ para o veículo se afastando e se aproximando do TX.

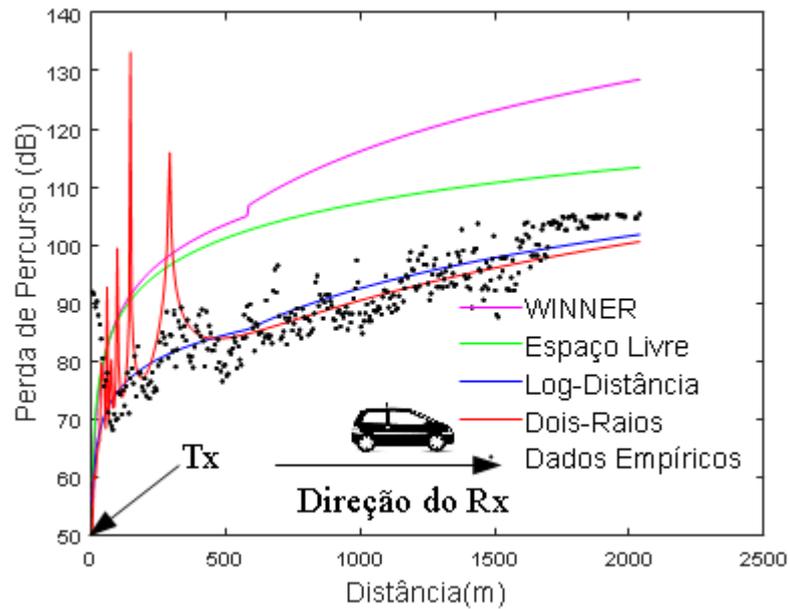


Figura 65 – Perda de percurso para o veículo se afastando do Tx no túnel.

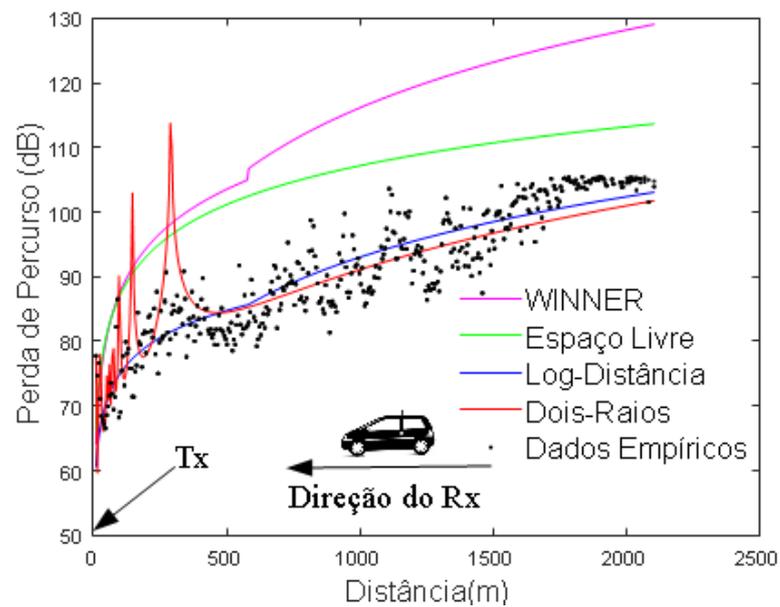


Figura 66 – Perda de percurso para o veículo se aproximando do Tx no túnel.

Visando comparar a variação da *path loss* do sentido de afastamento com o sentido de aproximação a partir de 400 m, verificou-se que a perda média de sinal na aproximação foi ligeiramente maior que no afastamento, conforme apresentado na tabela 20 e exibido na figura 67.

Dif. Perda entre aproximação e afastamento- Medido (dB)	Dif. Perda entre aproximação e afastamento - Modelo Dois-Raios (dB)
0.808	1.06

Tabela 20 – Diferença média da perda de percurso entre aproximação e afastamento do TX.

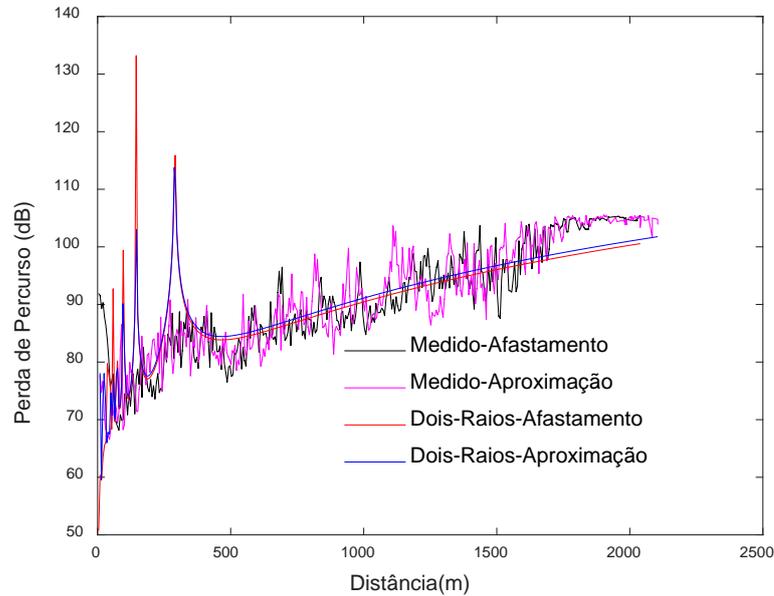
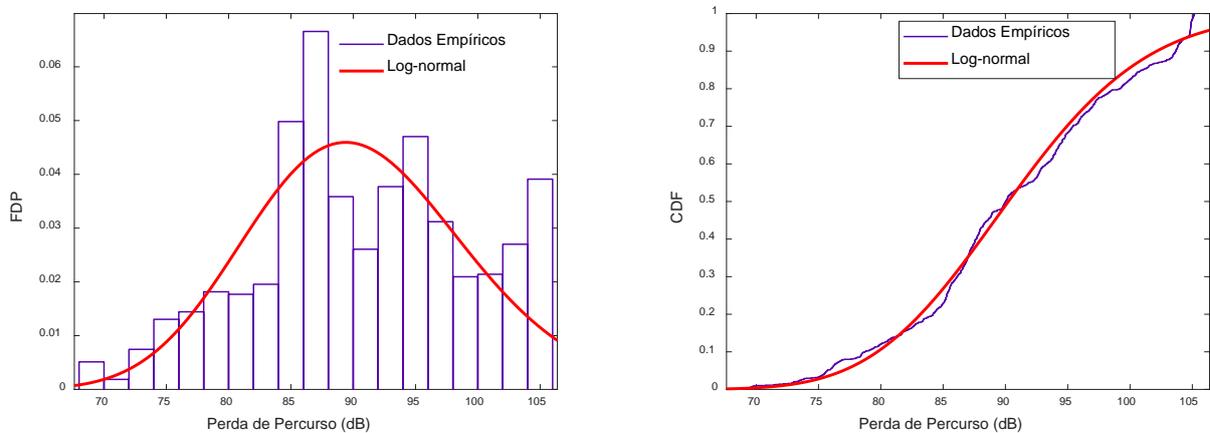


Figura 67 – Comparação entre a perda de percurso do afastamento e aproximação.

As estatísticas de desvanecimento em grande escala também foram realizadas e os parâmetros de cada distribuição foram calculados por estimação de máxima verossimilhança. De acordo com os resultados, a distribuição Log-normal obteve melhor aderência aos dados experimentais, como mostram as figuras 68 e 69. Os resultados são consistentes com as condições esperadas de desvanecimento em grande escala.



(a) (b)
 Figura 68 – Afastamento - Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.

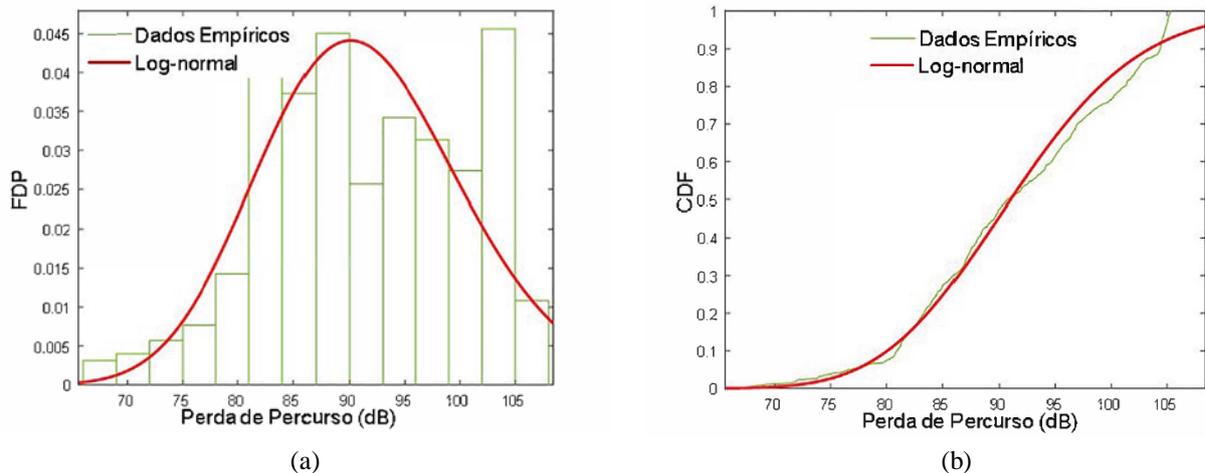


Figura 69 – Aproximação-Desvanecimento em grande escala. (a) FDP e (b) CDF.

5.2.6. Perfil de Potência de Retardos e Análise dos Parâmetros de Dispersão na Área Aberta

Neste cenário de medições *outdoor*, em faixa larga, seis corridas foram realizadas em um trecho da avenida, sendo três da direita para a esquerda ($D \rightarrow E$) e outras 3 da esquerda para a direita ($E \rightarrow D$), na mesma avenida, onde o sistema Tx permaneceu fixo ao centro do trecho.

Para verificar a validade, no ambiente *outdoor*, da proposição apresentada na seção 5.2.2, o número médio de componentes de multipercurso em cada corrida foi verificado. Nesta análise foram consideradas somente as componentes de multipercurso válidas, obtidas após a limpeza pela técnica CFAR e cuja potência média do perfil estivesse acima de -75 dBm. A figura 70 apresenta os resultados empíricos, ajustados com a distribuição de Poisson para o número médio de componentes de multipercurso por perfil, que chegam no receptor na primeira corrida. Os resultados são mostrados na tabela 21, que exhibe ainda, os valores de retardo excedido médio e espalhamento de retardo RMS em cada corrida. As corridas foram identificadas como sendo 1, 3 e 5 no sentido da esquerda para a direita e 2, 4 e 6 no sentido da direita para a esquerda.

Corrida	$\bar{\tau}$ min (ns)	$\bar{\tau}$ médio (ns)	$\bar{\tau}$ max (ns)	σ_{τ} min (ns)	σ_{τ} médio (ns)	σ_{τ} max (ns)	Nº de Componentes de Multipercorso
1 (E → D)	13.5	21.5	66.3	7.4	41.5	291	8
2 (D → E)	15.1	20.7	44	12.6	27.3	69.2	9
3 (E → D)	14.3	22.5	158.7	9.2	28.39	102.21	8
4 (D → E)	12.9	23.1	68.3	5	52.2	330.7	8
5 (E → D)	14	26.3	252.2	9.6	50.9	340.46	8
6 (D → E)	13.8	33.9	205.9	9.4	54.73	478.36	9
Média	13.9	24.6	132.5	8.8	42.5	268.65	8

Tabela 21 – Valores dos retardos e número de multipercursos calculados para cada corrida.

Nesta tabela, verifica-se ainda que os valores médios de $\bar{\tau}$ e σ_{τ} se aproximam dos valores obtidos nas medições realizadas no cenário do túnel.

A figuras 70 e 71 mostram a distribuição dos multipercursos e variação dos retardos, respectivamente, ao longo da corrida 1. Os gráficos para as demais rotas constam no apêndice A.

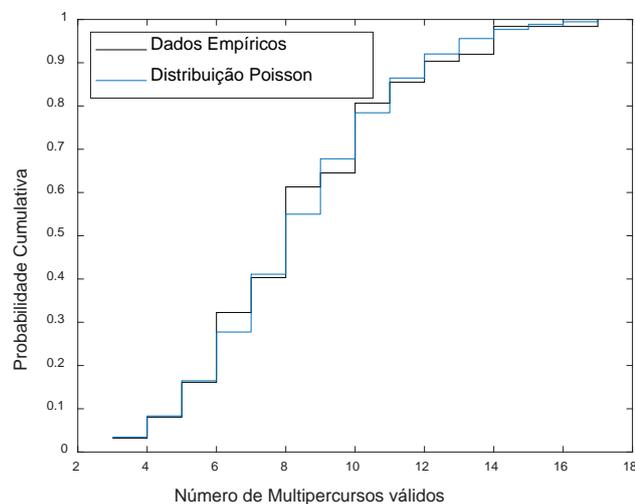


Figura 70 – Ajuste do número de componentes de multipercorso na primeira corrida.

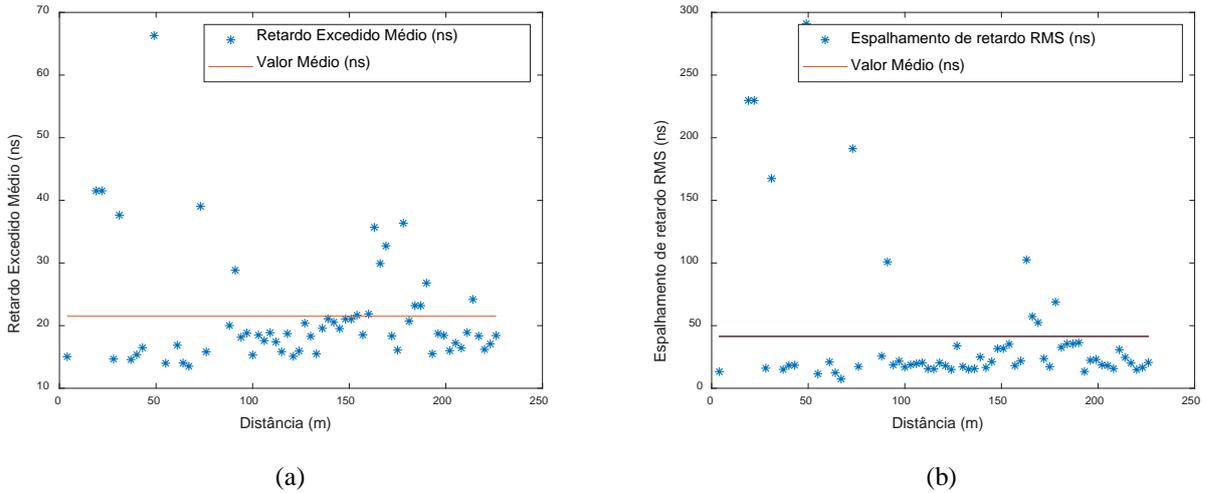


Figura 71 – Corrida 1. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.

5.2.7. Cálculo da Banda de Coerência nas Medições da Área Aberta

A banda de coerência para correlação 50% e 90% foi calculada para cada corrida das medições em área aberta. Realizou-se então, a comparação entre curva teórica (equações 99 e 100) e a curva ajustada (equação 101) aos valores de BC medidos, em função do espalhamento de retardo RMS. A tabela 22 mostra os valores de BC obtidos para 50% e 90%, o valor da constante de ajuste k e o RMSE para cada corrida.

Corrida	Valores de BC (MHz) para 90%		k e RMSE para BC 90%		Valores de BC (MHz) para 50%		k e RMSE para BC 50%	
	Máximo	Média	K	RMSE	Máximo	Média	K	RMSE
1	3.247	0.949	54.55	0.548	15.893	3.577	16.18	3.785
2	2.050	0.897	47.26	0.250	11.206	3.537	12.92	2.585
3	3.247	1.112	43.49	0.416	14.282	3.891	13.84	3.306
4	2.172	0.927	59.98	0.627	16.040	4.061	14.90	4.013
5	3.198	1.009	46	0.444	16.308	3.877	13.3	3.279
6	2.685	0.773	56.94	0.487	9.497	3.735	13.8	3.022
Média	2.765	0.944	51.37	-	13.871	3.779	14.156	-

Tabela 22 – Valores obtidos de banda de coerência e constante de ajuste k na área aberta.

Verifica-se que a relação inversa entre a BC e σ_τ se mantém, conforme observado em [30] [44]. A figura 72 representa os valores ajustados e teóricos de BC para a rota 3. As figuras correspondentes às demais rotas encontram-se no apêndice B.

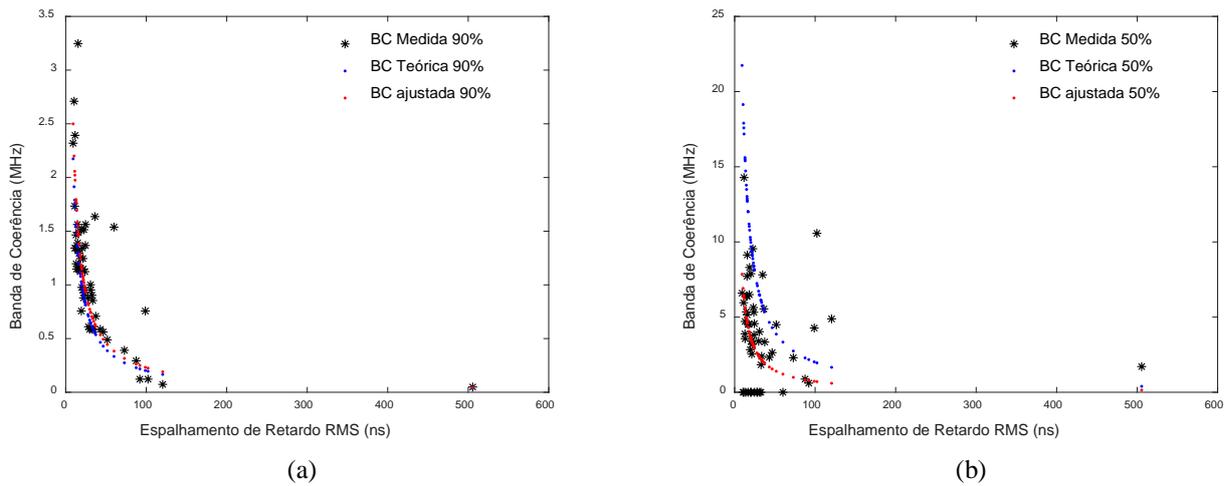


Figura 72 – Rota 3 - Variação de BC em função de σ_{τ} (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.

5.3. RESUMO DOS RESULTADOS

As tabelas 23 e 24 resumem e permitem visualizar melhor os resultados das análises já discutidas neste capítulo, em faixa estreita e larga. Possibilitam ainda compará-los às outras referências na literatura.

Faixa Estreita					
Parâmetro	Túnel		Área Externa ao Túnel	Área Aberta	
	Aproximação	Afastamento	Afastamento	Afastamento	Aproximação
Melhor modelo de ajuste de <i>Path loss</i>	Dois Raios	Log-Distância	Log-Distância	Log-Distância	Log-Distância
Melhor FDP de ajuste para Grande Escala	Log-normal	Log-normal	Log-normal	Log-normal	Log-normal
Melhor FDP de ajuste para Pequena Escala	-	-	-	Nakagami	Rice

Tabela 23 – Resumo dos resultados obtidos nas análises em faixa estreita.

Faixa Larga					
Parâmetro	Túnel		Área Aberta	Ref. [11]	Ref. [8]
	Afastamento - 5.8 GHz (62.5 MHz)	Aproximação- 5.8GHz (62.5 MHz)	Corrida Completa - 5.8 GHz (40 MHz)	Afastamento - 700MHz (20 MHz)	Afastamento -5.6 GHz (240 MHz)
Melhor ajuste da FDP para $\bar{\tau}$ e σ_{τ}	Log-normal	Log-normal	Log-normal	Log-normal	-
Média de $\bar{\tau}$ (ns)	23.4	20.4	24.6	73	42.63
Média de σ_{τ} (ns)	72.6	61.5	42.5	33	64.55
Nº médio de Comp. de Multipercurso por perfil	12	11	8	4	-
Média de BC 90% (MHz)	1.13	1.22	0.94	-	-
Média de BC 50% (MHz)	7.37	7.44	3.77	-	-
Valor de K para BC 90%	31.3	32.4	51.37	-	-
Valor de K para BC 50%	6.9	6.8	14.15	-	-

Tabela 24 – Resumo dos resultados obtidos nas análises em faixa larga e comparação a outras referências.

6. CONCLUSÕES

Este trabalho teve como principal objetivo caracterizar o ambiente de área aberta e túnel em faixa estreita e larga, centrado em 5.8 GHz, identificando o comportamento do canal rádio móvel em um cenário de comunicação V2I.

Neste cenário, para a caracterização em faixa estreita no túnel, verificou-se que a partir da comparação entre os modelos descritos com os dados empíricos, para o cenário de afastamento do Tx dentro do túnel, o modelo de perda de percurso que melhor se ajustou a estes dados, considerando distâncias a partir de 400 m, foi o Log – Distância, tanto na aproximação quanto no afastamento. Quando se tem a rota completa, o modelo Dois-Raios obteve melhor aderência aos dados medidos na aproximação e o Log-Distância no afastamento. Já o modelo WINNER, apesar de mencionado na literatura, para cenários V2I, foi o que menos se ajustou em todos os cenários, apresentando o maior RMSE. Considerando as medições de afastamento do Tx, na pista central externa ao túnel, o modelo de *path loss* com melhor aderência às medições foi o Log-Distância, pelo fato de o modelo de Dois Raios não ter se ajustado a distâncias menores que 400 metros, como também se observou para as análises das medições realizadas dentro do túnel. É importante observar que em todos os casos analisados, o valor do expoente de perda de percurso foi abaixo e próximo de 2 para o primeiro *slope*, o que se justifica pelas condições de visada direta e componentes de multipercurso confinadas no dentro do túnel. No tocante à análise da distribuição de probabilidade das medidas em grande escala, o modelo Log-normal foi o que melhor se ajustou para ambas as situações mencionadas anteriormente.

No tocante à análise do sinal em faixa estreita na área aberta, o modelo que melhor se ajustou aos dados empíricos foi o Log-Distância, porém para distâncias a partir de, aproximadamente, 50 metros do transmissor, houve uma tendência de melhor ajuste também aos modelos WINNER e espaço livre. Para a análise da distribuição da perda de percurso em grande escala, a distribuição Log-normal obteve maior aderência aos dados medidos. Para a análise em pequena escala, a distribuição Rice se ajustou melhor aos dados no trecho 1 (aproximação) enquanto Nakagami obteve melhor ajuste no trecho 2 (afastamento).

Uma análise do comportamento de parâmetros do sinal em uma faixa larga no túnel, também foi realizada. As componentes de multipercurso dos perfis de retardo recebidos foram ajustadas à distribuição de Poisson e verificou-se que, em média, foram recebidas 11 componentes válidas por perfil, valores próximos ao obtido em [11]. Para a análise dos parâmetros de dispersão temporal, o retardo excedido médio variou de 13.2 a 132.5 ns e o

espalhamento de retardo RMS variou de 5.4 a 370 ns. Com isso, verificou-se que as rotas devem ser divididas em trechos para que a estacionariedade no sentido amplo com espalhamento descorrelacionado (WSSUS) possa ser considerada, e o valor médio de σ_τ possa ser calculado em cada trecho. Verificou-se, ainda, que em todos os cenários, os parâmetros de retardo se ajustaram melhor à distribuição Log-normal.

Para a análise em faixa larga na área aberta, cada perfil possuía em média, 8 multipercursos válidos. Quanto aos parâmetros de dispersão temporal, as médias do retardo excedido médio e espalhamento de retardo RMS foram 24.6 e 42.5 ns respectivamente.

Quanto à análise da banda de coerência no túnel, verificou-se um valor médio de 1.1 MHz para o coeficiente de correlação 0.9 e 7.3 MHz para o coeficiente 0.5. Para a área aberta o valor médio de 944 kHz para o coeficiente de correlação 0.9 e 3.79 MHz para o coeficiente 0.5. Observou-se, ainda, que nos dois ambientes medidos, os valores das constantes de ajuste k se aproximaram dos valores teóricos e que a relação inversa entre a banda de coerência e espalhamento de retardo foi mantida, conforme previsto em teoria.

Ao comparar os resultados obtidos em todas as medições e mostrados na tabela 24, verifica-se um aumento no número médio de multipercursos válidos por perfil a medida em que a largura de banda analisada aumenta. Isto pode ser justificado devido às diferentes resoluções de multipercuso em cada cenário de medição.

Por fim, realizou-se, ainda, no túnel, o ajuste da perda média de sinal com a distância para faixa larga, aos modelos de cobertura já mencionados. Tanto no cenário de afastamento, quanto aproximação, o modelo Log-Distância foi o que melhor se ajustou aos dados medidos.

6.1. CONTRIBUIÇÕES E TRABALHOS FUTUROS

Uma das grandes contribuições deste trabalho foi o banco de dados com as medições realizadas em faixa estreita e larga em 5.8GHz em um túnel e a elaboração de um *setup* para a geração e transmissão e recuperação de sinais em diferentes bandas.

Como trabalho futuro, sugere-se:

- Analisar o comportamento do sinal recebido pelo veículo em função da posição e direção que o mesmo e a antena se encontram, de forma a se avaliar o impacto da estrutura do veículo na variação do nível de sinal e variação nos retardos recebidos;
- Propor sistemas de comunicações veiculares com múltiplas antenas no transmissor e receptor, de forma a melhorar o raio de cobertura e a recepção de multipercursos;
- Realização de outros tipos de medições em comunicações V2V, verificando a validade de modelos propostos na literatura para ambientes non-WSSUS;

- Incluir em futuras análises de comunicações veiculares em túnel, modelos adicionais de perda de percurso existentes na literatura que considerem reflexões em suas paredes; e
- Realização de medições e análises para V2V (Veículo-Veículo) B2V (Bicicleta-Veículo) e V2P (Veículo-Pedestre).

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

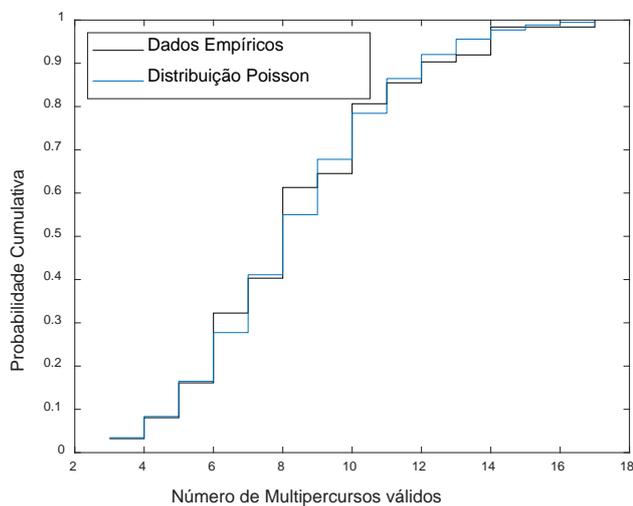
- 1 N. Cheng and X. Shen, **Opportunistic spectrum utilization in vehicular communication networks**, 1st ed. Suécia: Springer, 2016.
- 2 L. Bernadó, **Non-stationarity in vehicular wireless channels**," Ph.D. dissertation, Technische Universität Wien, Vienna, Austria, 2012.
- 3 PAUL, A. et al. **Intelligent Vehicular Networks and Communications: Fundamentals**, Architectures and Solutions. 1 ed. Cambridge - Estados Unidos: Elsevier, 2016. 242 p.
- 4 Paier, A.; Karedak, J; Czink, N.; Hofstetter, H.; Dumand, C.; Zemen, T.; Tufvesson, F Mecklenbräuker, C. F. & Molisch, A. F. **First results from car-to-car and car-to-car infrastructure radio channel measurements at 5.2 GHz**. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Athens, Setembro. 2007.
- 5 Acosta-Marum, G. & Ingram, M. A. (2007). **Six time- and frequency-selective empirical channel models for vehicular wireless LANs**. IEEE Vehicular Technology Magazine, Vol. 2, No. 4, pp. 4-11.
- 6 Cheng, L.; Henty, B. E.; Stancil, D. D.; Bai, F. & Mudalige. P. (2007). **Mobile vehicle-to-vehicle narrowband channel measurement and characterization of the 5.9 GHz dedicated short-range communication (DSRC) frequency band**. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. 25, No. 8, pp. 1501-1526.
- 7 Cheng, L.; Henty, B.; Cooper, R.; Stancil, D. D. & Bai, F. (2008a). **Multi-path propagation measurements for vehicular networks at 5.9 GHz**. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pp. 1239-1244, Las Vegas, NV, Apr. 2008.
- 8 L. Bernado et al., **"In-Tunnel Vehicular Radio Channel Characterization"**, 2011 IEEE 73rd Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2011. Disponível em: 10.1109/vetecs.2011.5956510 [Acessado em 6 de Janeiro 2019].
- 9 H. Fernandez, V. Rodrigo-Penarrocha, L. Rubio and J. Reig, **"Path loss characterization in vehicular environments under LOS and NLOS conditions at 5.9 GHz"**, The 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2014), 2014.
- 10 B. Kihei, J. Copeland and Y. Chang, **"Improved 5.9GHz V2V Short Range Path Loss Model"**, 2015 IEEE 12th International Conference on Mobile Ad Hoc and Sensor Systems, 2015.
- 11 L. H. Gonsioroski, P. V. G. Castellanos, M. P. C de Almeida, R. S.L.Souza, U. Rojas, J. J. A. Arnez and L. da Silva Mello. **Preliminary Results of Channel Characterization at 700MHz Band in Urban and Rural Regions**. ResearchGate, 2015. [Online]. Available: https://www.researchgate.net/publication/287855023_Preliminary_results_of_channel_characterization_at_700MHz_band_in_urban_and_rural_regions. [Acessado em 14- Dec- 2018].
- 12 Molina Silva, Marcelo; da Silva Mello, Luiz Alencar Reis. **Caracterização do Canal de Propagação Ponto-Área e Veículo a Veículo (V2V) na Faixa de 5,8 GHz**. Rio de Janeiro, 2018. 244p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica, Rio de Janeiro, 2018.

- 13 Y. Morgan, "Notes on DSRC & WAVE Standards Suite: Its Architecture, Design, and Characteristics", *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 12, no. 4, pp. 504-518, 2010.
- 14 IEEE 1609.0-2013 - **IEEE Guide for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE) - Architecture**", [Standards.ieee.org](https://standards.ieee.org/findstds/standard/1609.0-2013.html), 2018. [Online]. Disponível em: <https://standards.ieee.org/findstds/standard/1609.0-2013.html>. [Acesso: 23- Jun- 2018].
- 15 H. Fernandez, L. Rubio, V. Rodrigo-Penarrocha and J. Reig, "**Path Loss Characterization for Vehicular Communications at 700 MHz and 5.9 GHz Under LOS and NLOS Conditions**", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 13, pp. 931-934, 2014.
- 16 M. Almeida, **Vehicular technologies: Increasing Connectivity**, 1st ed. Rijeka: InTech, 2011, pp. 403-410.
- 17 C. Mecklenbrauker, A. Molisch, J. Karedal, F. Tufvesson, A. Paier, L. Bernado, T. Zemen, O. Klemp and N. Czink, "**Vehicular Channel Characterization and Its Implications for Wireless System Design and Performance**", *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 7, pp. 1189-1212, 2011.
- 18 1 - "WINNER II D1.1.2, "**WINNER II channel models**," - References - Scientific Research Publishing", [Scirp.org](http://www.scirp.org), 2018. [Online]. Disponível em: <http://www.scirp.org/reference/ReferencesPapers.aspx?ReferenceID=7207>. [Acessado em: 24-Jun- 2018].
- 19 Green, E. & Hata, M. (1991). **Microcellular propagation measurements in an urban environment**. IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications International Symposium, pp. 324-328, London, UK, Setembro. 1991.
- 20 Xia, H. H.; Bertoni, H. L.; Maciel, L. R.; Lindsay-Stewart, A. & Rowe, R. (1993). **Radio propagation characteristics for line-of-sight microcellular and personal communications**. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Vol. 41, No. 10, pp. 1439-1447.
- 21 Emmelmann, M; Bochow B, & Kellum C. (2010). **Vehicular Networking. Automotive Applications and Beyond**, p. 52, *Communications Systems for Car-2-X Networks*, Wiley.
- 22 Kunisch, J. & Pamp, J. (2008). **Wideband car-to-car radio channel measurements and model at 5.9 GHz**. *IEEE Vehicular Technology Conference*, pp. 1-5, Calgary, BC, Setembro. 2008.
- 23 Ito, Y.; Taga, T.; Muramatsu, J. & Susuki, N. (2007). **Prediction of line-of-sight propagation loss in inter-vehicle communication environments**. *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Athens, Setembro. 2007.
- 24 Sai, S.; Niwa, E.; Mase, K.; Nishibori, M.; Inoue J.; Obuchi, M.; Harada, T.; Ito, H.; Mizutani, K. & Kizu, M. (2009). **Field evaluation of UHF radio propagation for an ITS safety system in an urban environment**, *IEEE Communications Magazine*, Vol. 47, No. 11, pp. 120-127, Novembro. 2009.
- 25 K. Pahlavan and A. Levesque, **Wireless information networks**. Hoboken, NJ: John Wiley, 2005.

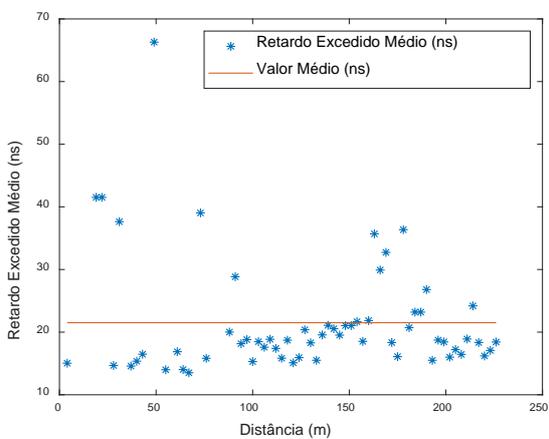
- 26 A. Molisch, **Wireless Communications**. Chichester: John Wiley & Sons, 2014.
- 27 J. Parsons, **The mobile radio propagation channel**. Chichester: John Wiley, 2001.
- 28 GONSIOROSKY, Leonardo. **Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda e Transmissão através de Edificações em Regiões Urbanizadas na Faixa de 2.5 GHz**. Rio de Janeiro, 2013. 202 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica, Rio de Janeiro, 2013.
- 29 Bello P. A. (1963). **Characterization of randomly time-variant linear channels**, IEEE Transactions on Communications Systems, Vol. CS-11, No. 4, pp. 360 – 393.
- 30 T. Rappaport, **Wireless Communications Principles and Practice**, Second Edition. Prentice Hall, 2001.
- 31 MATOS, Leni Joaquim de. **Influência da Vegetação na Dispersão dos Sinais Rádio-Móveis**. Rio de Janeiro, 2005. 215 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica, Rio de Janeiro, 2005.
- 32 C. Nche, A. Turkmani and A. Arowoiolu, "**Channel Sounder for PCN Networks**", in **IEE Colloquium on High Bit Rate UHF/SHF Channel Sounders - Technology and Measurement**, Londres - Reino Unido, 1983.
- 33 RON, C.V.R. **Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na faixa de 3,5GHz em Ambiente Urbano**, 2009. 159p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2009.
- 34 F. Mac Williams and N. Sloane, "**Pseudo-random sequences and arrays**", Proceedings of the IEEE, vol. 64, no. 12, pp. 1715-1729, 1976.
- 35 CULLEN, P.J.; FANNIN, P.C.; MOLINA, A. **Wide-Band Measurement and Analysis Techniques for the Mobile Radio Channel**. IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 42, N. 4, pp. 589-603, 1993.
- 36 WEINSTEIN S.; EBERT, P. **Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform**, IEEE Transactions Communications Technology. vol. COM-19, no. 5, pp. 628–634, Outubro. 1971.
- 37 GOES, A.A.; YANAMOTO, J.S.; BRANQUINHO, O.C. **Analise de Capacidade e Desempenho da Tecnologia de Transmissão Radio IP-OFDMA**. XXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações. Recife, Setembro. 2007. Disponível em: <http://sites.google.com/site/goesadriano2/publicações>.
- 38 Li, G. Y.; STUBER, G. L. **Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications**, Ed. Springer, 1a ed. cap. 2 - pg. 19-20, 2006.
- 39 F. MacWilliams and N. Sloane, "**Pseudo-random sequences and arrays**", Proceedings of the IEEE, vol. 64, no. 12, pp. 1715-1729, 1976.
- 40 E. S. Sousa, V. M. Jovanović e C. Daigneault, "**Delay Spread Measurements for the Digital Cellular Channel in Toronto**", IEEE Trans. On Vehicular Technology, vol. 43, no 4, pp. 837-847, Novembro. 1999.

- 41 Kunisch, J. & Pamp, J. (2008). **Wideband car-to-car radio channel measurements and model at 5.9 GHz**. IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 1-5, Calgary, BC, Sep. 2008.
- 42 F. J. Oliveira, et. al, “**Channel Characterization on Vehicle to Infrastructure Scenarios in 5.8 GHz**”, IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC), Dec. 2018. F. J. Oliveira, et. al, “**Channel Characterization on Vehicle to Infrastructure Scenarios in 5.8 GHz**”, IEEE MTT-S Latin America Microwave Conference (LAMC), Dezembro. 2018
- 43 TURIN, G. et al. **A statistical model of urban multipath propagation**. IEEE Transactions on Vehicular Technology, v. 21, p. 1–9, Fevereiro. 1972.
- 44 A. BENZAKOUR, S. AFFÈS, C. DESPINS and P. TARDIF, "**RMS Delay Spread and Coherence Bandwidth Measurements in Underground Mining Environments at 2.4 and 5.8 GHz**", in First International Workshop on Wireless Communication in Underground and Confined Area, Quebec, 2015.
- 45 SALEH, A. M.; VALENZUELA, R. A. **A statistical model for indoor multipath propagation**. IEEE Journal on Selected Areas of Communications. v. 5, p 128-137, Fevereiro. 1987.

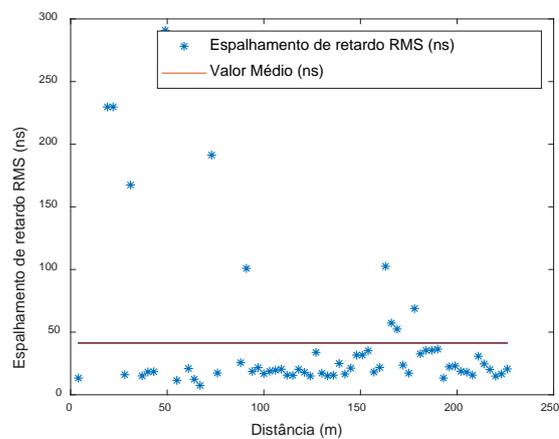
APÊNDICE A - DISTRIBUIÇÃO DO NÚMERO DE COMPONENTES DE MULTIPERCURSO E GRÁFICOS DOS RETARDOS PARA AS CORRIDAS DAS MEDIÇÕES EM ÁREA ABERTA



Corrida 1

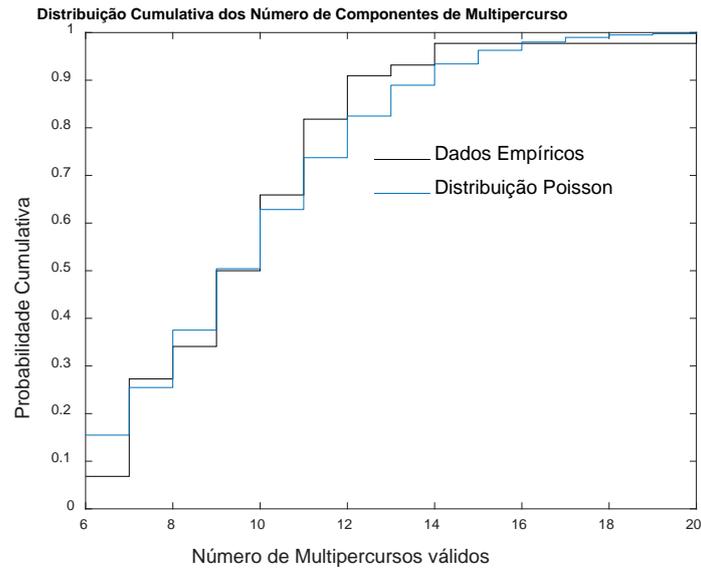


(a)

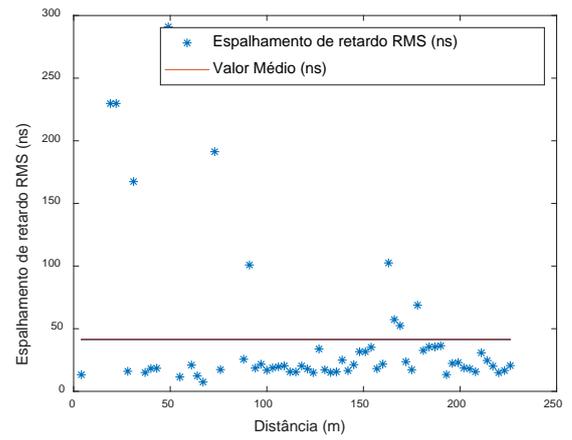
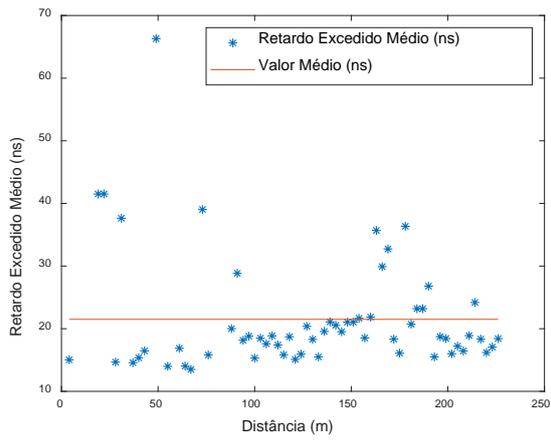


(b)

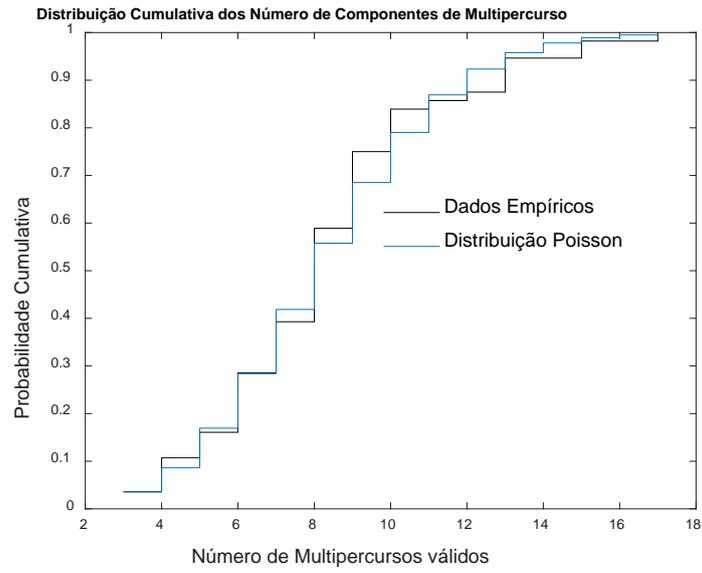
Corrida 1. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.



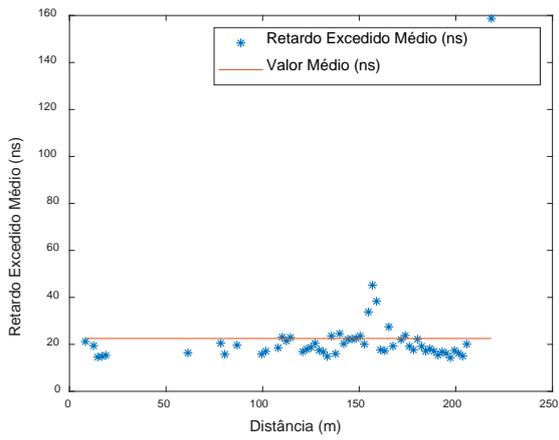
Corrida 2



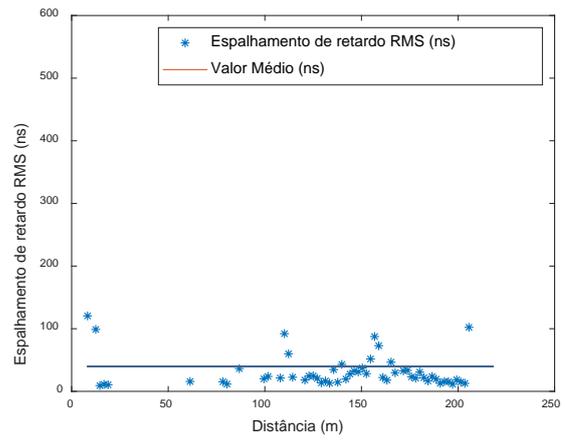
Corrida 2. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.



Corrida 3

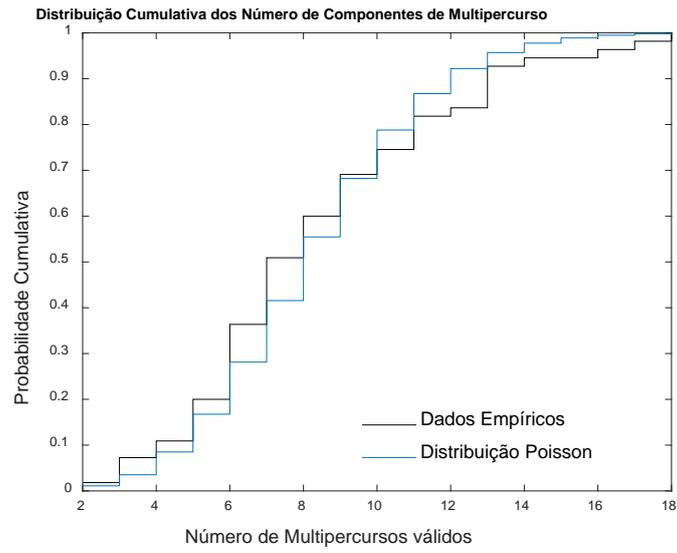


(a)

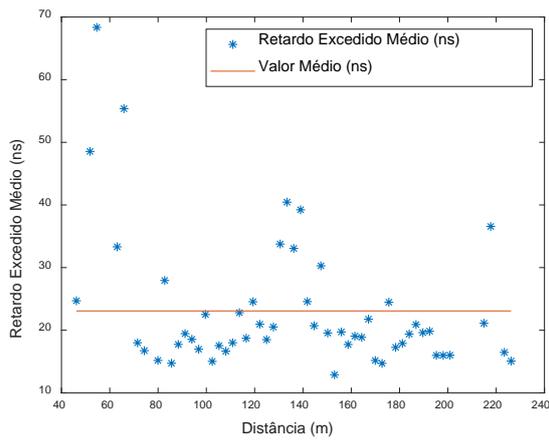


(b)

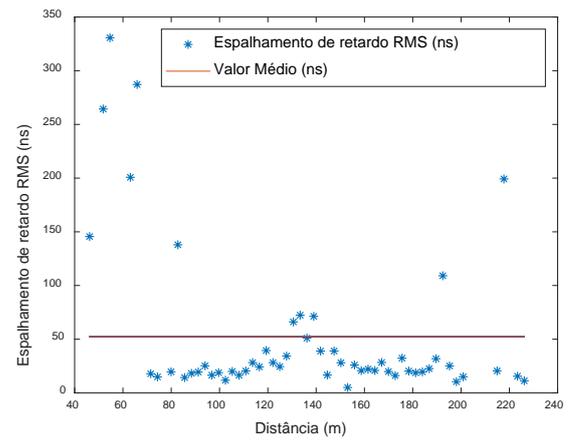
Corrida 3. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.



Corrida 4

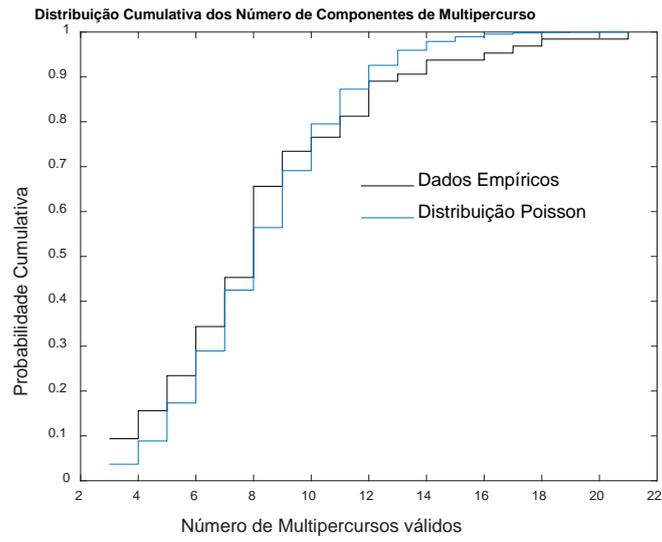


(a)

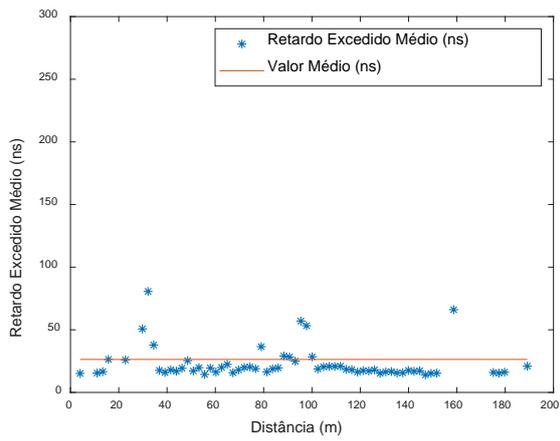


(b)

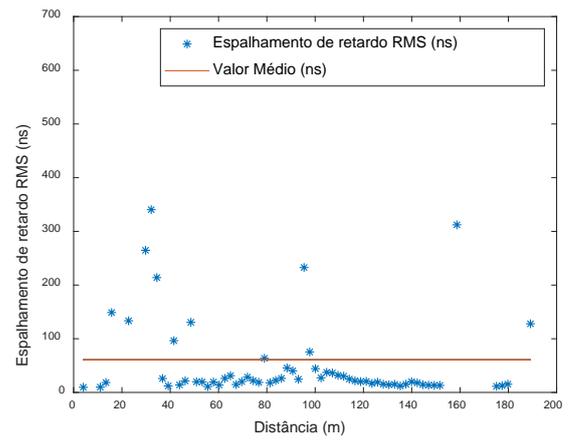
Corrida 4. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.



Corrida 5

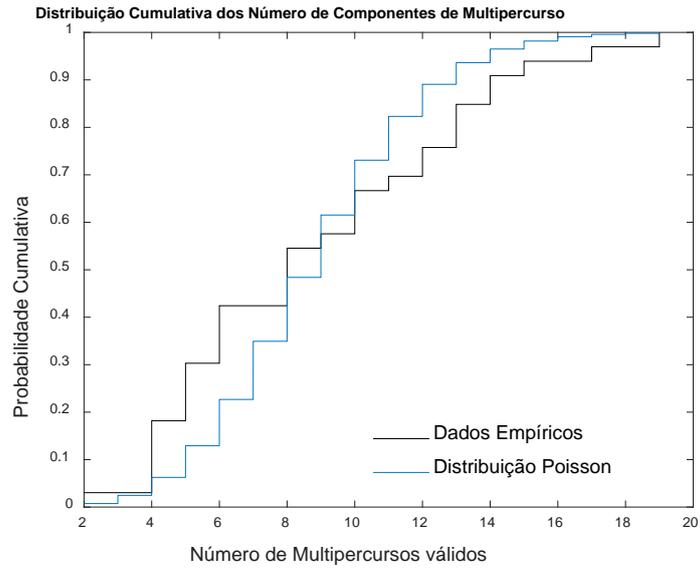


(a)

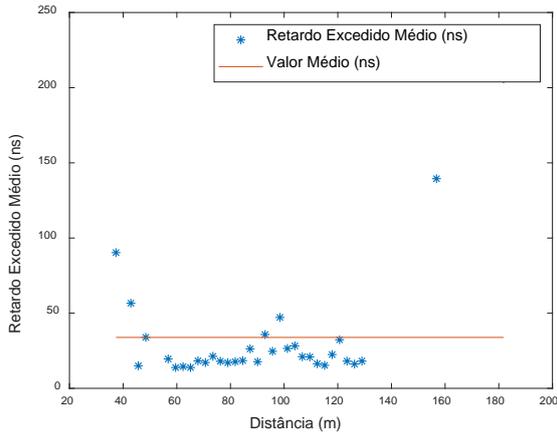


(b)

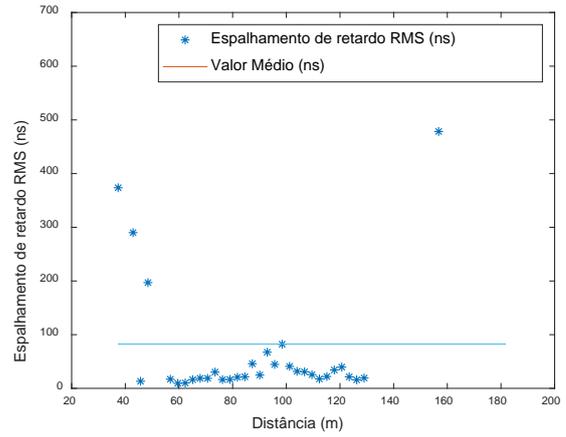
Corrida 5. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.



Corrida 6



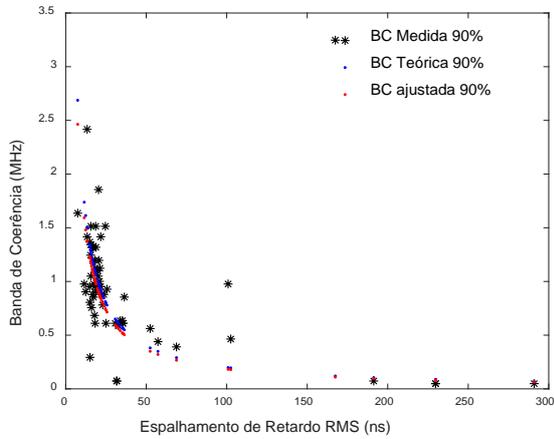
(a)



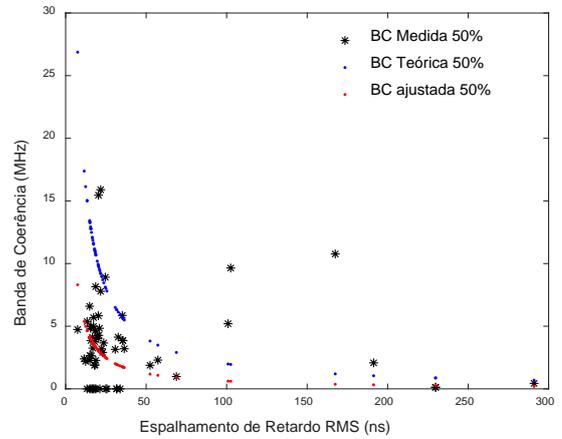
(b)

Corrida 6. (a) Retardo Excedido Médio e (b) Espalhamento de Retardo RMS.

APÊNDICE B - BANDA DE COERÊNCIA PARA AS CORRIDAS DAS MEDIÇÕES EM ÁREA ABERTA

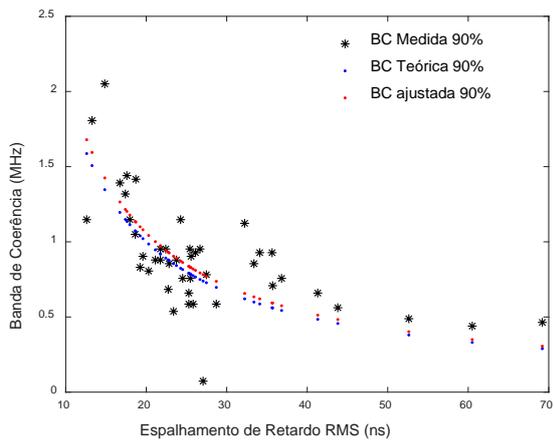


(a)

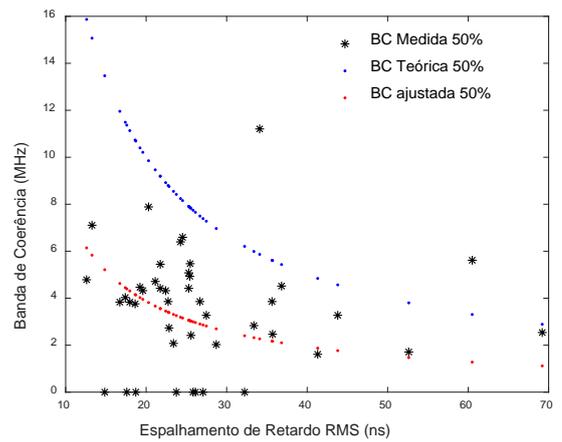


(b)

Corrida 1 - Variação de BC em função de σ_τ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.

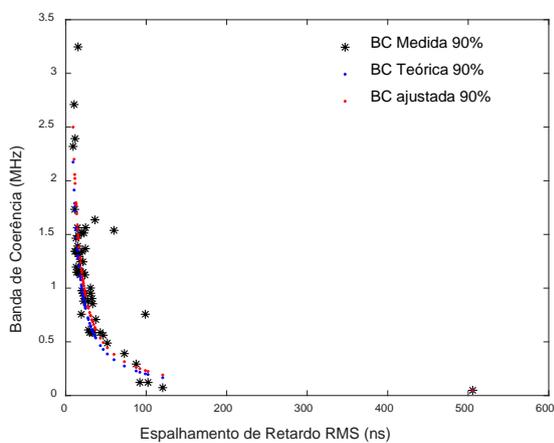


(a)

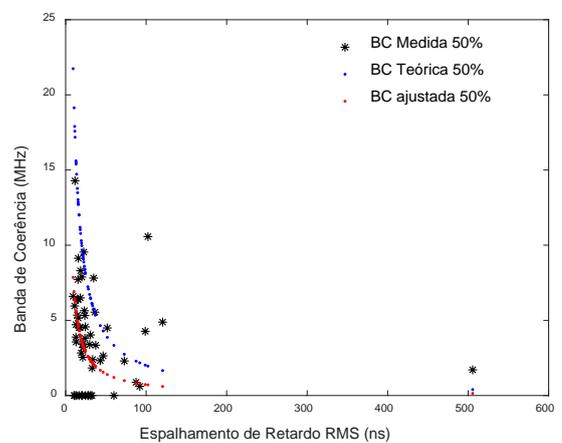


(b)

Corrida 2 - Variação de BC em função de σ_τ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.

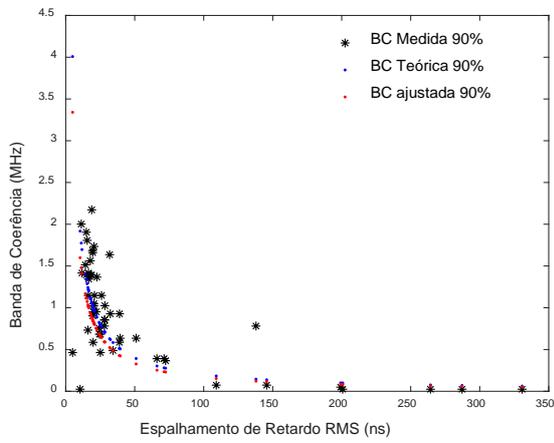


(a)

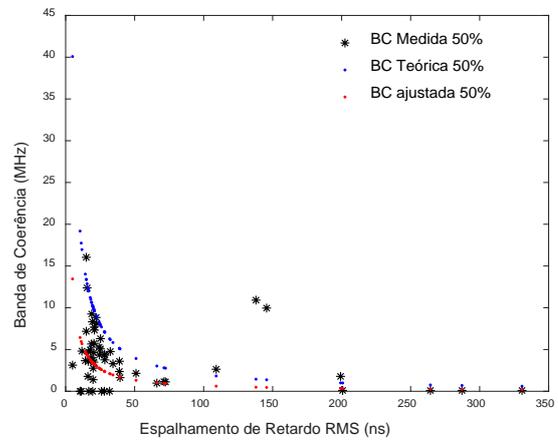


(b)

Corrida 3 - Variação de BC em função de σ_τ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.

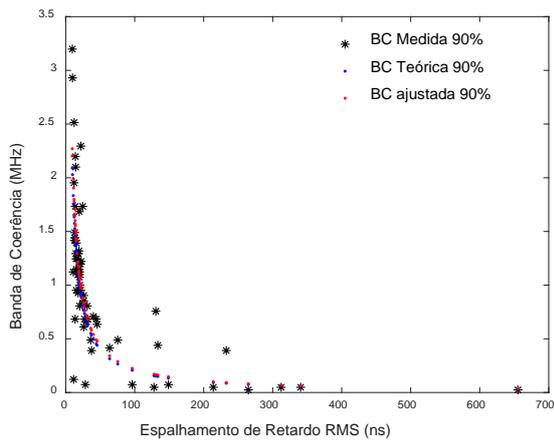


(a)

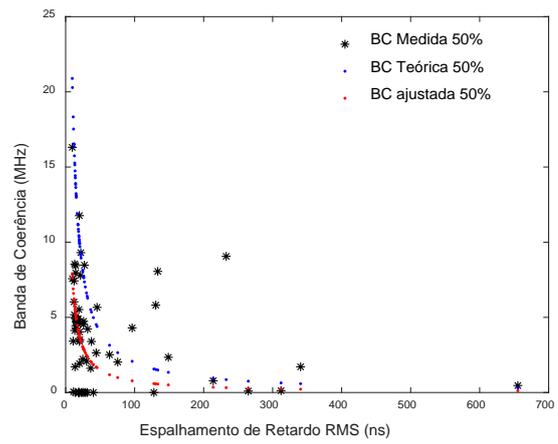


(b)

Corrida 4 - Variação de BC em função de σ_τ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.

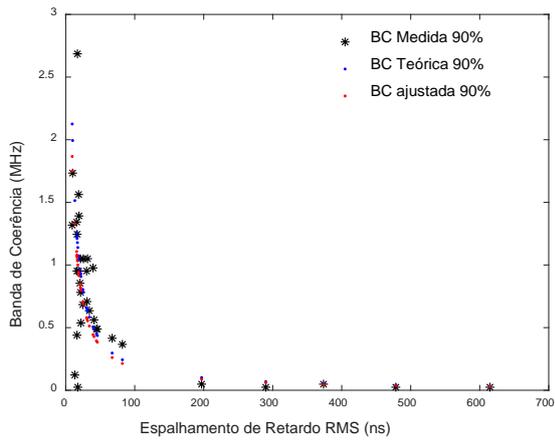


(a)

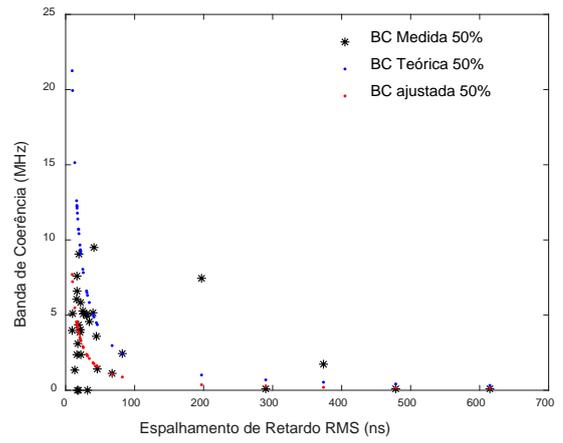


(b)

Corrida 5 - Variação de BC em função de σ_τ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.



(a)



(b)

Corrida 6 - Variação de BC em função de σ_τ (a) Correlação 90% e (b) Correlação 50%.

APÊNDICE C - DATASHEETS DE EQUIPAMENTOS UTILIZADOS

Cisco Aironet Dual-Band Omni-Directional Antenna (AIR-ANT2547V-N, AIR-ANT2547V-N-HZ, and ANT2547VG-N)

Technical Specifications

Table 2

Antenna type	Omni-directional colinear array	
Operating frequency range	2400–2483 MHz; 5150–5875 MHz	
2:1 VSWR bandwidth	2400–2483 MHz; 5150–5875 MHz	
Nominal input impedance	50 Ohms	
Gain (2400–2483 MHz)	4-dBi	
Gain (5250–5875 MHz)	7-dBi	
Polarization	Linear	
E-plane 3-dB beamwidth	2.4 GHz: 30° for 5 GHz 14°	
H-plane 3-dB bandwidth	Omni-directional	
Length	11.1 in. (28.2 cm)	
Diameter	1.25 in. (3.17 cm)	
Weight	6.0 oz. (170.0 g)	
Connector type	N-Male	
Operating temperature	-40–185°F (-40–85°C)	
Water/Foreign Body Ingress	IP66, IP67	
Wind rating	100 mph (161 kph) operational 165 mph (265 kph) survival	

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

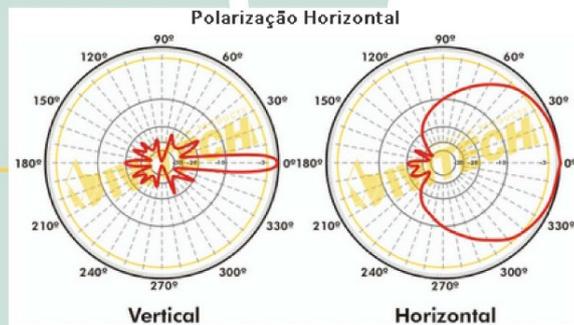
PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

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

RoHS
COMPLIANT





BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

Features:

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

Electrical Specifications

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