



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

ANDREA LIMA DOS SANTOS

Caracterização do canal V2I na faixa de 5,8GHz no interior de túnel

NITERÓI

2021

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

ANDREA LIMA DOS SANTOS

Caracterização do canal V2I na faixa de 5,8 GHz no interior de túnel

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação de Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações. Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientadora:

Prof^a Dra. Leni Joaquim de Matos

Coorientador:

Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos

NITERÓI

2021

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

S237c Santos, Andrea Lima dos
Caracterização do canal V2I na faixa de 5,8 GHz no interior de túnel / Andrea Lima dos Santos ; Leni Joaquim de Matos, orientadora ; Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos, coorientador. Niterói, 2021.
111 p. : il.

Dissertação (mestrado)-Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2021.

DOI: <http://dx.doi.org/10.22409/PPGEET.2021.m.02573631737>

1. Modelos de radiopropagação. 2. Propagação em túnel. 3. Propagação em V2I. 4. Traçado de raios. 5. Produção intelectual. I. Matos, Leni Joaquim de, orientadora. II. Castellanos, Pedro Vladimir Gonzalez, coorientador. III. Universidade Federal Fluminense. Escola de Engenharia. IV. Título.

CDD -

ANDREA LIMA DOS SANTOS

CARACTERIZAÇÃO DO CANAL V2I NA FAIXA DE 5,8 GHZ EM INTERIOR DE TÚNEL

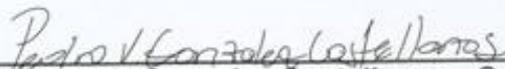
Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense como requisito parcial para a Obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações.
Área de concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovado em 30 de junho de 2021.

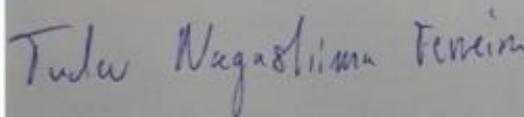
BANCA EXAMINADORA



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



Prof. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos - Coorientador
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira
Universidade Federal Fluminense - UFF



Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva
Universidade Estadual do Maranhão - UEMA

“Uma vida sem desafios não vale a pena ser vivida”

Sócrates

AGRADECIMENTOS

A DEUS, pois sem ELE nada seria possível.

A minha mãe, *Cristalina*, luz da minha vida, que sempre está ao meu lado, me apoiando, me compreendendo, me dando forças para lutar pelos meus sonhos. Sem ela, nada valeria a pena.

A minha orientadora, a inesquecível prof^a Dra. *Leni Joaquim de Matos*, que também foi minha coorientadora no TCC na graduação em 1999. Meu eterno muito obrigado pela sua amizade e por voltar a depositar sua confiança em mim.

Ao meu coorientador, prof. Dr. *Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos*, pela contribuição no desenvolvimento da parte prática deste trabalho.

A todos os amigos que me ajudaram. Em especial, aos amigos *Vitor Luiz Gomes Mota* e *Patrícia Rebelo Magalhães*, que me ajudaram com o software MATLAB.

A CAPES e a UFF, pelos auxílios concedidos, sem os quais este trabalho não poderia ter sido realizado.

Em suma, a conquista deste título de Mestre é a prova que a determinação supera qualquer dificuldade.

RESUMO

A caracterização de canal rádio e a modelagem de propagação do sinal rádio desempenham um papel importante no projeto de sistemas sem fio nos mais diversos cenários. Dentre tais sistemas, estão o V2V (*Vehicle-to-Vehicle*) entre os veículos autônomos e V2I (*Vehicle-to-Infrastructure*) entre veículo e estação base, onde é importante o planejamento de sistemas confiáveis de comunicação e tráfego de dados. Uma vez que os túneis representam um tipo significativo de ambientes veiculares, que é muito diferente do ambiente aberto, entender as características do canal rádio neste cenário dentro do túnel é crucial para o projeto de sistemas de transporte inteligentes. Neste cenário, a predição de perdas de propagação no túnel está vinculada à frequência do sinal, distância, posição das antenas, tamanho do túnel e dimensões da área da seção transversal, e a influência das propriedades do material das superfícies do túnel. Assim, usando a configuração V2I, medições de nível de sinal foram realizadas ao longo do túnel da Covanca, Rio de Janeiro, para estudar as estatísticas de variabilidade do sinal e a cobertura do sinal, na frequência de 5,8 GHz. Com isso, o comportamento do canal no sinal é avaliado e o modelo de predição melhor ajustado aos dados obtidos é identificado.

Palavras-chave: Modelos de radiopropagação, Propagação em túnel, Propagação em V2I, Traçado de raios.

ABSTRACT

Radio channel characterization and radio propagation modeling play an important role in the design of wireless communications systems in the various scenarios. Among such systems, there are Vehicle-to-Vehicle (V2V) systems between autonomous vehicles and Vehicle-to-Infrastructure (V2I) systems between vehicles and base stations, where the capacity planning of communication systems and data traffic are important. Since the tunnels represent a significant type of vehicular environment, which is very different from the open environment, it is crucial to understand the characteristics of the radio channel in this scenario within the tunnel for the design of intelligent transport systems. In this scenario, the prediction of the propagation path loss inside the tunnel is linked to the frequency of the signal, distance, position of the antennas, size of the tunnel and dimensions of the cross-sectional area, and the influence of the material properties of the tunnel surfaces. Thus, using a V2I configuration, signal level were carried out along the Covanca tunnel, in Rio de Janeiro city, in order to study the signal variability statistics and the signal coverage, at a frequency of 5.8 GHz. The influence of the channel on the signal is evaluated and the prediction model best adapted to the recorded data is identified.

Keywords: *Radiopropagation models, Propagation in tunnel, V2I propagation, Ray tracing.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Veículos Autônomos [1]	15
Figura 2. Cobertura de Sinal dentro de túnel - Técnica de Traçado de Raios. [4]	18
Figura 3. Cobertura de sinal dentro de garagens - Técnica de Traçado de Raios. [4]	18
Figura 4. Países líderes no mercado de veículos autônomos. [5]	19
Figura 5. Exemplos dos fenômenos da Propagação: (a) Reflexão e Refração, (b) Difração e (c) Espalhamento. [7]	21
Figura 6. Elipsoides de Fresnel. [8]	23
Figura 7. Elipsoide de Fresnel com obstrução. [6].....	24
Figura 8. Ilustração da propagação em multipercuro. [9]	25
Figura 9. Modelo de resposta impulsional variante no tempo de um canal de multipercuro. [10]	26
Figura 10. Variações de amplitude devidas aos Desvanecimentos (Rápido e Lento).	27
Figura 11. Sinais extraídos após filtragem.....	27
Figura 12. Gráfico da distribuição Nakagami para $\Omega = 1$. [9]	32
Figura 13. Percuro com Diferentes Fatores de Atenuação.....	37
Figura 14. Método SBR [19]	39
Figura 15. Método de imagem para calcular trajetórias precisas de raios [19]	39
Figura 16. Modelo de 02 raios.	42
Figura 17. Teoria da Imagem usada para calcular Δd entre o raio direito e o raio refletido no solo. [10].....	43
Figura 18. Comparação da perda depercurso pelo modelo dois raios com a perda por espaço livre. [9].....	49
Figura 19. Alteração na altura efetiva do solo. [9].....	49
Figura 20. Os planos de incidência e de reflexão da onda. [19].....	50
Figura 21. Método de traçado de raio de imagem em um túnel - apresentação em duas dimensões. [21].....	54
Figura 22. Ilustração do modelo de 6 raios (vista superior do ambiente). [23]	56
Figura 23. Formas de seções transversais típicas em túneis [21]	62
Figura 24. Vista de cima do Túnel da Covanca. [Google Maps]	66
Figura 25. Túnel da Covanca: (a) Foto tirada da entrada do túnel - (b) Planta baixa da seção transversal do túnel. [28].....	67

Figura 26. Posicionamento das antenas TX e RX no Túnel da Covanca.....	68
Figura 27. <i>Setup</i> de Sistema Transmissor	69
Figura 28. Diagrama de radiação vertical (esq.) e horizontal (dir.) da antena TX. [fonte: Apêndice B]	69
Figura 29. Diagrama de radiação horizontal (esq.) e vertical (dir.) da antena RX. [fonte: Apêndice B]	70
Figura 30. <i>Setup</i> do Sistema Receptor.....	71
Figura 31. Nível de potência recebida ao longo do percurso no túnel.	72
Figura 32. Regiões distintas consideradas ao longo do percurso no túnel.	73
Figura 33. Sinal medido e sinal de <i>fading</i> lento com perda obtido com a setorização aplicada aos dois trechos.....	74
Figura 34. MATLAB (função <i>cftool</i>): Melhor ajuste para o trecho 1: função exponencial ...	75
Figura 35. MATLAB (função <i>cftool</i>): Melhor ajuste para o trecho 2: função exponencial ...	75
Figura 36. Envoltória do sinal de fading em pequena escala.	76
Figura 37. <i>f.d.p.</i> da envoltória do sinal de <i>fading</i> em pequena escala, trecho 1.....	77
Figura 38. Envoltória do sinal de fading em pequena escala, trecho 2.	77
Figura 39. Envoltória do sinal de fading em pequena escala, nos três trechos.....	78
Figura 40. <i>F.d.p.</i> da envoltória do sinal de fading em pequena escala, trecho 2.....	79
Figura 41. <i>f.d.p.</i> da envoltória do sinal de fading em pequena escala, trecho 3.	80
Figura 42. Envoltória do sinal de fading em grande escala, trecho 1.....	80
Figura 43. <i>F.d.p.</i> da envoltória do sinal de fading em grande escala, trecho 1.....	81
Figura 44. <i>f.d.p.</i> da envoltória do sinal de <i>fading</i> em grande escala, trecho 2.....	82
Figura 45. Perda média ajustada aos dados e modelos log-distância e espaço livre simulados.	84
Figura 46. Perdas da Figura 47 com acréscimo de perda do modelo <i>3-slopes</i>	85
Figura 47. Perdas da Figura 48 com acréscimo de perda do modelo de 2 raios.	85
Figura 48. Perda média ajustada aos dados, modelos simulados de 2, 4, 6 e 8 raios e do espaço livre.....	86
Figura 49. Perda média ajustada aos dados - modelos simulados de 8 raios, log-distância e simplificado.....	87
Figura 50. Comparativo das curvas da perda de percurso dos modelos ajustados à perda média de sinal medida ao longo do túnel.	88
Figura 51. Comparação entre os modelos no trecho 1.....	88
Figura 52. Comparação entre os modelos nos trechos 2 e 3.....	89

Figura 53. Valores de RMSE de 2 a 8 raios/Trecho1	90
Figura 54. Valores de RMSE de 2 a 8 raios / Trecho2	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Características das Aplicações dos Sistemas de Transportes Inteligentes (ITS). (Adaptada de [2])	16
Tabela 2. Valores do coeficiente “n” de perda em vários ambientes	36
Tabela 3. Comparação da característica dos métodos SBR e IT.	40
Tabela 4. Permissividade dielétrica relativa e condutividade elétrica observadas em diferentes materiais. Adaptado de [27].....	64
Tabela 5. Descrição dos equipamentos na transmissão	69
Tabela 6. Descrição dos equipamentos do sistema receptor.....	70
Tabela 7. Log verossimilhança dos ajustes de <i>f.d.p.</i> 's ao sinal de fading rápido.....	78
Tabela 8. Log verossimilhança dos ajustes de <i>f.d.p.</i> 's ao sinal de fading rápido.....	79
Tabela 9. Log verossimilhança dos ajustes de <i>f.d.p.</i> 's ao sinal de fading lento.....	81
Tabela 10. Desempenho das predições de todos dos modelos de perda de percurso	89
Tabela 11 . RMSE das melhores predições dos modelos em 3 trechos.....	90
Tabela 12. RMSE para modelos de 10, 12, 20 e 26 raios	91

1. Sumário

LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABELAS.....	12
CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO	15
1.1 Contextualização.....	15
1.2 Objetivo	19
1.3 Organização da dissertação.....	20
CAPÍTULO 2 – RADIOPROPAGAÇÃO	21
2.1 Mecanismos de propagação	21
2.2 Zonas de Fresnel.....	22
2.3 Canal Rádio Móvel	24
2.3.1 Multipercurso	24
2.3.2 Desvanecimento	26
2.4 Propagação em Espaço Livre	33
2.5 Modelo Log-Distância (<i>One slope</i>)	35
2.6 Modelo de Multi-Inclinações	37
2.6.1 Modelo de dupla inclinação (<i>Dual slope</i>)	37
2.7 Técnica de Traçado de Raios.....	38
2.7.1 Método da “Força Bruta”	38
2.7.2 Teoria das Imagens	39
2.8 Modelo de 02 Raios.....	41
2.9 Modelos baseados em “Ray Tracing” (rastreamento de raio)	53
2.9.1 Modelo de 04 Raios	54
2.9.2 Modelo de 06 raios	56
2.9.3 Modelo de 08 raios	58
2.9.4 Modelo Simplificado.....	60
CAPÍTULO 3 – CARACTERÍSTICAS ADICIONAIS DE PERDA DENTRO DO TÚNEL	62
3.1 Parâmetros Relevantes	62
CAPÍTULO 4 – AMBIENTE E <i>SETUP</i> DE MEDIÇÃO	66
4.1 Local da Medição	66
4.2 Descrição do <i>Setup</i> de Medição.....	68

4.2.1	Setup de Transmissão	68
4.2.2	Setup de Recepção	70
CAPÍTULO 5 – ANÁLISE DE RESULTADOS		72
5.1	Análise do Sinal.....	72
CAPÍTULO 6 – CONCLUSÃO		93
CAPÍTULO 7 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS		96
APÊNDICE A – Programa MATLAB		100
APÊNDICE B: DATASHEETS DE EQUIPAMENTOS UTILIZADOS		110

CAPÍTULO 1 – INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização

Com a crescente demanda do IoT (Internet das Coisas) e com a chegada da tecnologia 5G, a caracterização de canal de rádio em ambientes *indoor* é crucial no planejamento de sistemas confiáveis de comunicação e tráfego de dados entre os veículos autônomos, principalmente dentro de túneis, levando-se em conta que os mecanismos de propagação de ondas de rádio dentro de um túnel são peculiares e diferem das condições de ambiente aberto. Condução autônoma é a conexão dos carros com a rede e deles com eles mesmos, tendo a capacidade de perceber o ambiente ao seu redor e realizar o controle e planejamento do caminho sem a necessidade de intervenção humana. A Figura 1 exemplifica a propagação de onda entre os veículos autônomos.

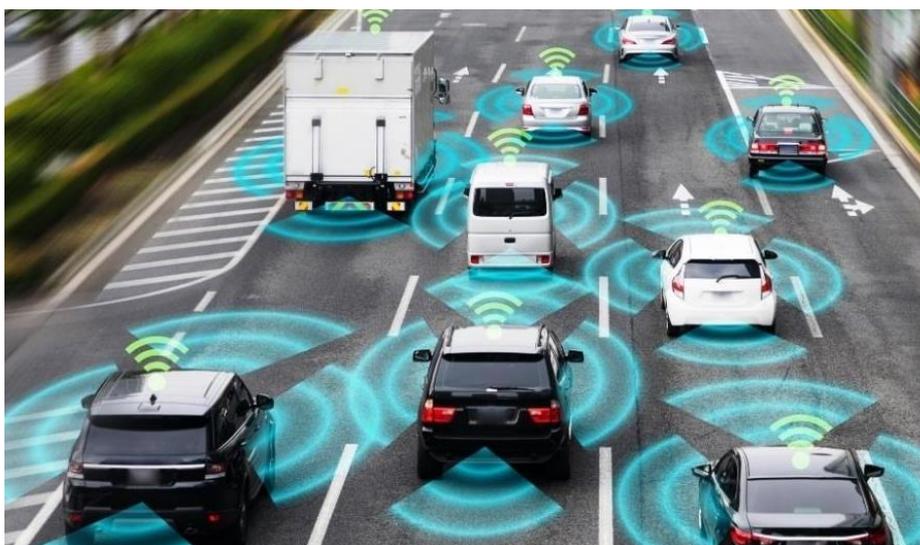


Figura 1. Veículos Autônomos [1]

O Sistema de Transporte Inteligente (ITS - *Intelligent Transportation Systems*) é um método de convergência de tecnologias de sensoriamento remoto, comunicação e informação e outros métodos avançados com engenharia de transporte para tratar de problemas de transporte envolvendo uma interação complexa entre tecnologia; percepção humana; cognição e comportamento; e sistemas sociais, econômicos e políticos [2].

As principais características das aplicações do ITS estão na Tabela 1. Cada aplicação está relacionada ao tipo de comunicação, ao tipo da mensagem, ao tempo da mensagem, a latência e a outros requisitos (prioridade, alcance, etc.).

Tabela 1: Características das Aplicações dos Sistemas de Transportes Inteligentes (ITS). (Adaptada de [2])

Aplicações	Tipo Aplicação	Caso de Uso	Comunicação	Tipo Comunicação
Relacionadas com Segurança	Segurança	Aviso do estado do veículo	<i>Ad-hoc</i> , V2V	Broadcast periódico
		Aviso do tipo de veículo	<i>Ad-hoc</i> , V2V	Broadcast periódico
		Aviso de perigo de tráfego	infraestruturada, <i>ad-hoc</i> , V2V, V2I	Broadcast periódico e unicast
		Alerta dinâmico do veículo	<i>Ad-hoc</i> , V2V	Broadcast periódico
Não Relacionadas com Segurança	Gestão do Tráfego	Regulação dos limites de velocidade	infraestruturada, V2I	Broadcast periódico e unicast
		Consultar semáforos de velocidade	infraestruturada, V2I	Broadcast periódico e unicast
		Gestão de Interseções	infraestruturada, <i>ad-hoc</i> , V2V, V2I	Broadcast periódico e unicast
		Cooperativa e flexível mudança de faixa	infraestruturada, <i>ad-hoc</i> , V2V, V2I	Broadcast periódico e unicast
		Portagem eletrônica	infraestruturada, V2I	unicast
	Info-tainment	Notificação de ponto de interesse	infraestruturada, rede celular	Broadcast periódico e unicast
		Comércio Eletrônico	infraestruturada, rede celular	unicast
		Download de Mídia	infraestruturada, rede celular	Broadcast sob demanda e unicast
		Download para atualização de mapas	infraestruturada, rede celular	Broadcast sob demanda e unicast

A comunicação veículo-a-veículo (V2V) e a veículo-a-infraestrutura (V2I) são subconjuntos do ITS. Além das aplicações de segurança, novas tecnologias de comunicação veicular também são desejáveis para melhorar a eficiência dos sistemas de transporte e melhorar o conforto dos motoristas / passageiros (por exemplo, acesso à internet, TV via

satélite, etc., no veículo). Iniciativas para criar condições de direção mais seguras, eficientes e confortáveis, eficiência de tráfego e info-entretenimento têm, portanto, obtido forte apoio de governos e fabricantes de automóveis. A comunicação entre os veículos pode ser classificada em três maneiras:

- Veículo-para-veículo (V2V – *vehicle-to-vehicle*): permite a comunicação direta de veículos sem depender de um apoio de infraestrutura fixa. Neste tipo de comunicação, os veículos podem trocar dados das condições da rodovia, detectar a presença de outros veículos e mesmo informações sobre veículos em movimentação insegura.
- Veículo-para-infraestrutura (V2I – *vehicle-to-infrastructure*): permite que um veículo se comunique com a infraestrutura rodoviária. Desta forma, o veículo pode receber da infraestrutura informações sobre obstáculos e presença de pedestres; dados das condições da rodovia; propagandas e, também, informações de segurança que ajudarão numa condução segura.
- Arquitetura híbrida: combina soluções V2V e V2I. Neste caso, um veículo pode se comunicar com a infraestrutura rodoviária num único salto ou múltiplos saltos, de acordo com sua localização em relação ao ponto de ligação com a infraestrutura, visando objetivos diferentes.

Percebe-se, portanto, que a compreensão da propagação sem fio é fundamental para o desenvolvimento de um sistema de comunicação adequado. O conhecimento e análise do canal rádio móvel é necessária para o desenvolvimento e implantação de qualquer sistema móvel, pois a limitação, tanto de capacidade quanto de desempenho da propagação do sinal, encontra-se justamente no canal de propagação. Os mecanismos de propagação das ondas eletromagnéticas em ambiente *indoor*, especificamente dentro dos túneis, apresentam características diferentes das condições de propagação em outras áreas, e são dependentes de parâmetros, tais como: frequência, forma e dimensões transversais do túnel, curvas no túnel, rugosidade da superfície e propriedades eletromagnéticas das paredes, obstáculos e suas posições, radiação e posição da antena, polarização e padrões de radiação das antenas transmissoras e receptoras [3].

Portanto, para obter bons modelos de predição de sinal aplicados neste ambiente, a caracterização é um pré-requisito essencial no planejamento de sistemas confiáveis de comunicação veicular e outros sistemas de comunicação sem fio. Nas Figuras 2 e 3 são exemplificadas a cobertura de sinal nos ambientes indoor: túnel e garagem.

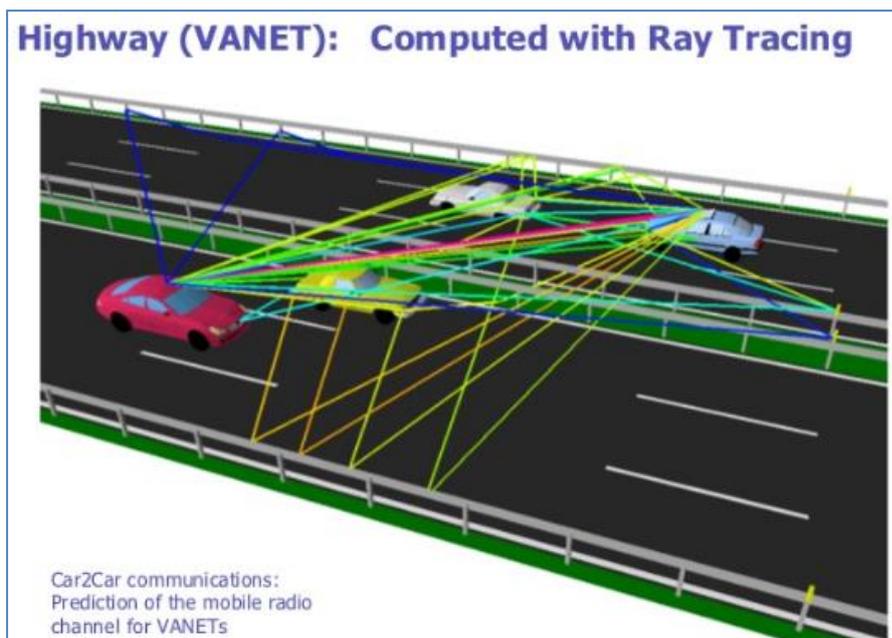


Figura 2. Cobertura de Sinal dentro de túnel - Técnica de Traçado de Raios. [4]

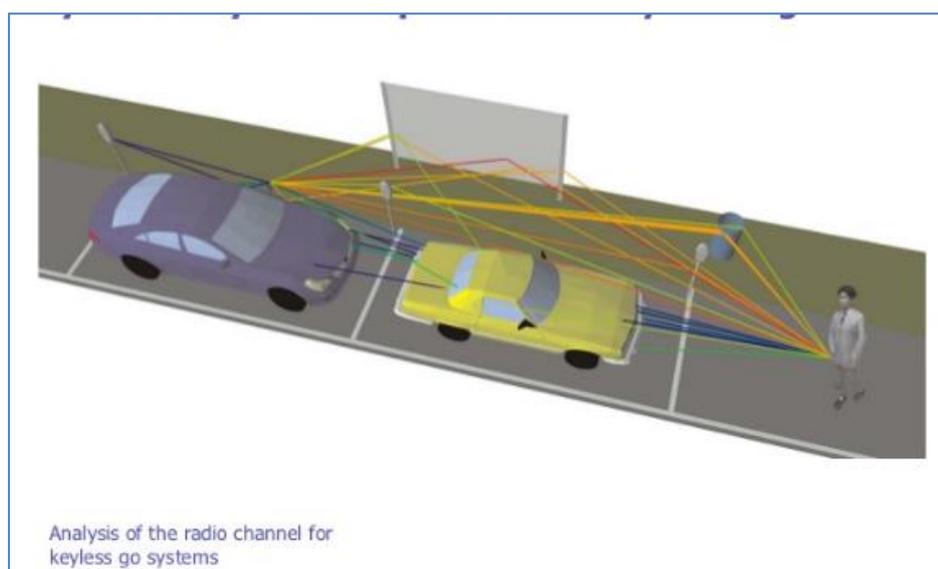


Figura 3. Cobertura de sinal dentro de garagens - Técnica de Traçado de Raios. [4]

Segundos resultados da pesquisa realizada pela *Juniper Research* [5], apresentados no relatório "*Autonomous Vehicles & DAS: Market Trends 2018-2026*" há uma tendência mundial para os veículos autônomos, até o final de 2026 haverá mais de 50 milhões de veículos autônomos rodando, sendo mais de 10 milhões nos EUA e 15 milhões no Extremo Oriente e na China. A *Juniper Research* avaliou 20 países de acordo com suas prioridades para veículos autônomos, analisando o entusiasmo das nações por esse tipo de veículos e a probabilidade de eles estarem operando no país. Considerou-se as políticas regulatórias,

ensaios em operação, infraestrutura digital e de cidades inteligentes em funcionamento e a participação de empresas e organizações locais de tecnologia. Conforme observado na Figura 4, os países líderes, ainda segundo a *Juniper Research*, foram: Estados Unidos, Singapura, Japão, Inglaterra, Coreia do Sul, Holanda, Malásia, Índia, China e França.

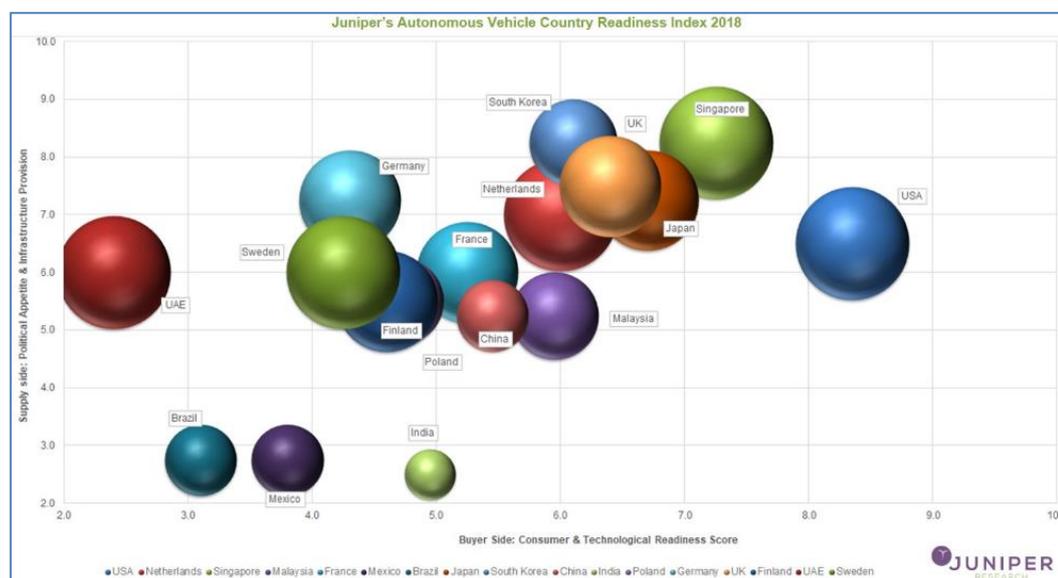


Figura 4. Países líderes no mercado de veículos autônomos. [5]

Esta dissertação visa a realização da caracterização faixa estreita de uma canal de rádio, tipo veículo-para-infraestrutura (V2I), na frequência central de 5,8 GHz, uma das frequências candidatas ao 5G, dentro do túnel Engenheiro Raymundo de Paula Soares, também conhecido como Túnel da Covanca, na cidade do Rio de Janeiro.

1.2 Objetivo

Esta dissertação tem como objetivo estudar a caracterização faixa estreita de um canal veículo-infraestrutura (V2I) na frequência de 5,8 GHz, obtida de medições realizadas no interior do túnel da Covanca, dando um enfoque especial aos modelos de *path loss* que são baseados em óptica geométrica. Foram aplicados os Modelos de 2, 4, 6 e 8 raios e o Modelo Simplificado proposto por Quresh et. al [6].

1.3 Organização da dissertação

O presente trabalho está estruturado em 07 capítulos que buscam descrever todas as etapas do estudo desenvolvido.

- **Capítulo 1:** breve descrição do tema com o objetivo do trabalho.
- **Capítulo 2:** revisão teórica sobre os principais conceitos da radiopropagação e da caracterização do canal rádio móvel.
- **Capítulo 3:** parâmetros relevantes na radiopropagação dentro de túneis.
- **Capítulo 4:** descrição do ambiente de medição, o *setup* de transmissão e de recepção usado nas medições.
- **Capítulo 5:** análise dos resultados considerando as sondagens faixa larga e faixa estreita.
- **Capítulo 6:** conclusões obtidas a partir dos resultados, bem como com as observações finais.
- **Capítulo 7:** Referências bibliográficas.

CAPÍTULO 2 – RADIOPROPAGAÇÃO

Ao contrário dos sistemas cabeados, onde o canal pode ser considerado como estacionário e previsível, os canais de propagação sem fio são aleatórios e variantes no tempo. Desta forma, estudar as características do ambiente possibilita compreender a influência que o canal exerce sobre o sinal. Na radiopropagação, comumente haverá a presença de obstáculos durante o percurso, responsáveis pela ocorrência dos vários mecanismos de propagação, que alterarão, instantaneamente e constantemente, o nível de sinal na recepção.

2.1 Mecanismos de propagação

Destacam-se os fenômenos básicos: reflexão, difração e espalhamento ou difusão, assinalados na Figura 5.

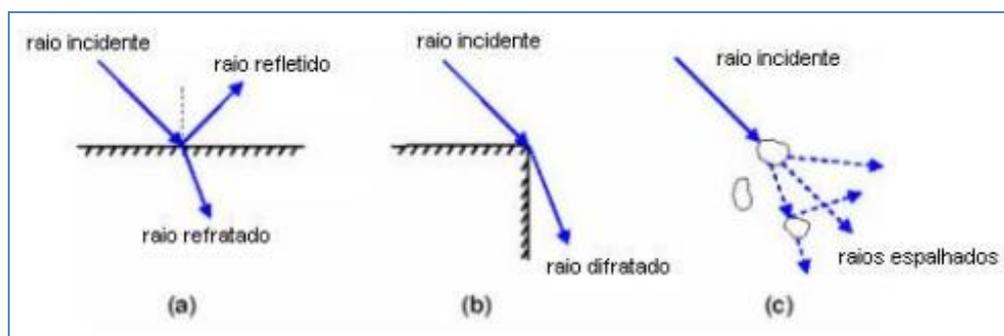


Figura 5. Exemplos dos fenômenos da Propagação: (a) Reflexão e Refração, (b) Difração e (c) Espalhamento. [7]

- *Reflexão*: Quando a onda incide na superfície de separação de dois meios, parte da energia é refletida e parte é transmitida, penetrando no segundo meio. Nesta situação, os raios refletidos no solo e nas paredes dos prédios fazem variar a intensidade do sinal recebido. Estas variações do sinal repercutem-se, em termos de caminho percorrido e conseqüente distância percorrida, chegando defasados e em tempos diferentes ao receptor, provocando o efeito de multipercurso.
- *Difração*: Representa a capacidade que o sinal tem de contornar obstáculos, provocando uma série de ondas secundárias que são provenientes do contorno do obstáculo.

Ao se deparar com um obstáculo, as fontes pontuais da frente de onda acima do obstáculo continuam irradiando, fazendo com que a região de sombra atrás do obstáculo também seja iluminada. É o fenômeno responsável pela existência de energia na região de não visibilidade de um obstáculo.

- *Espalhamento*: Ocorre quando a dimensão física dos obstáculos é menor que o comprimento de onda do sinal e quando o número de obstáculos por unidade de volume é grande. As ondas devidas ao espalhamento são provocadas por superfícies rugosas, pequenos objetos ou outras irregularidades existentes no canal em áreas urbanas e suburbanas como, por exemplo, por fios da rede elétrica, vegetação, poste de iluminação, chuva, etc.

2.2 Zonas de Fresnel

O critério de separação entre os mecanismos de visibilidade direta e difração é baseado nos conceitos ópticos de raio, ondas e elipsóides de Fresnel. A zona de Fresnel é uma região elíptica tridimensional em torno da linha de visada (LOS) do transmissor ao receptor. Os anéis circulares delimitados por dois círculos adjacentes definem as denominadas zonas de Fresnel. O raio do elipsoide na n -ésima zona de Fresnel é obtido com o uso da equação geral:

$$R_n = \sqrt{\frac{n \cdot \lambda \cdot d_1 \cdot d_2}{d_1 + d_2}} \quad (1)$$

onde:

R_n é o raio do elipsóide na n -ésima zona de Fresnel.

d_1 é a distância entre a antena de transmissão e o centro da elipsoide, em metros.

d_2 é a distância entre a antena de recepção e o centro da elipsoide, em metros.

λ é o comprimento de onda, em metros.

n é o número da zona de Fresnel: 0, 1, 2, 3...

A primeira zona de Fresnel corresponde a $n=1$. Para frequências em GHz e distâncias em km, temos:

$$R_n = \sqrt{\frac{300 \cdot d_1(km) \cdot d_2(km)}{f_{GHz} \cdot d_{km}}} \quad (2)$$

ou

$$R_n = 17,32 \cdot \sqrt{\frac{(d_1 + d_2)_{km}}{4 \cdot f_{GHz}}} \quad (3)$$

E para frequências em MHz e distâncias em km:

$$R_n = 550 \cdot \sqrt{\frac{(d_1 \cdot d_2)_{km}}{d_{km} \cdot f_{MHz}}} \quad (4)$$

Se o elipsóide de 60% da primeira Zona de Fresnel estiver desobstruído em todo o percurso do enlace, diz-se que há visibilidade direta entre as antenas e o critério de separação entre os mecanismos de visibilidade direta e difração baseia-se nessa condição. Conforme Figura 6, uma obstrução não pode se projetar mais de 40% para dentro da zona a partir da linha de visão direta em qualquer ponto entre o transmissor e o receptor. A atenuação num enlace aumenta em relação à de espaço livre se um ou mais obstáculos interceptarem o elipsoide correspondente a 0,6 do raio da primeira Zona de Fresnel, independentemente da posição dos mesmos no percurso.

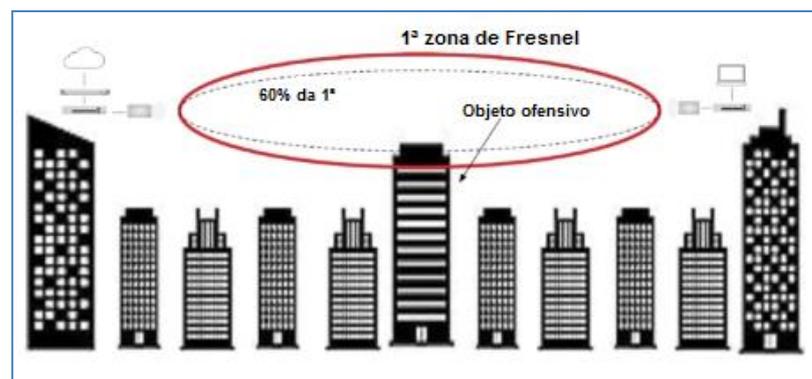


Figura 6. Elipsóides de Fresnel. [8]

A Figura 7 apresenta um exemplo da presença de obstáculo, o caminhão, obstruindo a visada direta da propagação entre os carros.

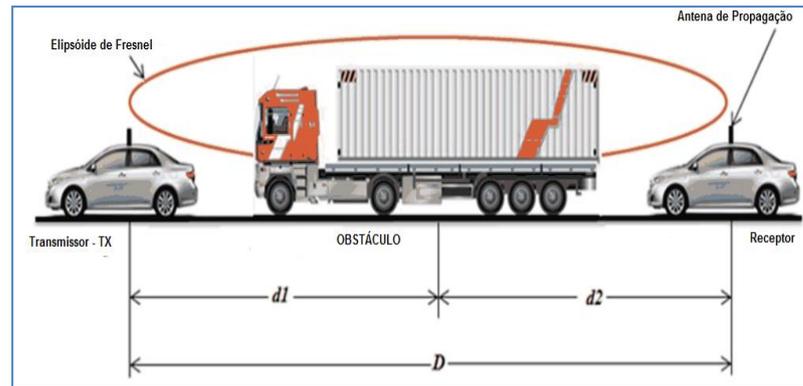


Figura 7. Elipsoide de Fresnel com obstrução. [6]

2.3 Canal Rádio Móvel

Um canal de propagação sem fio envolve caminhos múltiplos e variação de tempo. Cada componente de multipercursos passa pela atenuação de espaço livre e pelo menos por um dos efeitos de multipercursos: reflexão, difração ou espalhamento. Movimentos dos objetos no ambiente de dispersão levam a mudanças contínuas da geometria.

2.3.1 Multipercursos

Quando um sinal se propaga, ele encontra diversos obstáculos pelo seu caminho que causam reflexões, difrações e espalhamento deste sinal fazendo com que siga por diferentes trajetos até chegar ao seu destino final. E por seguir por diferentes percursos, gerará cópias do sinal original que chegarão ao receptor em tempos distintos e com diferentes amplitudes e fases e vindos de diferentes direções, conforme Figura 8. Considerando os efeitos dos multipercursos, o canal pode ser modelado como um sistema linear variante no tempo. Assim, pode-se levantar a sua resposta ao impulso para definir os parâmetros do canal radiomóvel e caracterizar seus tipos de desvanecimento.

O sinal que efetivamente é captado (sinal resultante) pelo receptor é a soma vetorial destas réplicas defasadas no tempo, resultando em interferência construtiva ou destrutiva nas componentes do sinal.

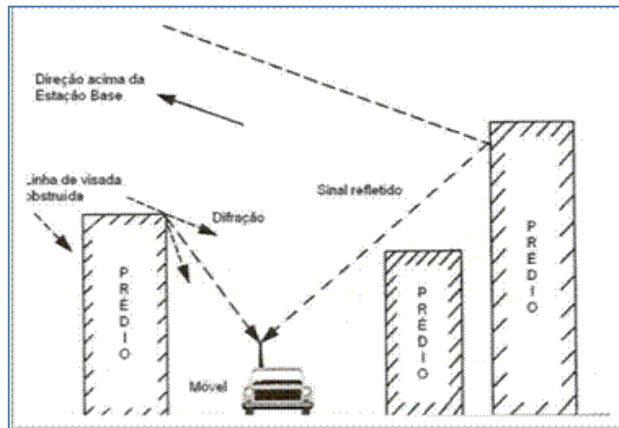


Figura 8. Ilustração da propagação em multipercursos. [9]

Seja um sinal $x(t)$ seja transmitido que chegará ao receptor através de um canal com multipercursos. Supondo que as atenuações e os atrasos de propagação em cada um dos vários percursos não dependam da frequência e são independentes entre si, pode-se usar o princípio da superposição para estabelecer uma relação entre o sinal transmitido $x(t)$ e o sinal recebido $y(t)$ dado por:

$$y(t) = \sum_i a_i(t) \cdot x(t - \tau_i(t)) \quad (5)$$

onde $a_i(t)$ e $\tau_i(t)$ são, respectivamente, a atenuação e o atraso de propagação no tempo t para o percurso i , para a direção do sinal $x(t)$.

Supondo o modelo do canal radiomóvel linear, ele pode ser descrito em função da sua resposta ao impulso $h(\tau, t)$ no tempo t . A função $h(\tau, t)$ é obtida quando se aplica na entrada $x(t)$ do canal um impulso no tempo $t - \tau$. Em termos de $h(\tau, t)$, o sinal recebido $y(t)$ é expresso por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau, t) \cdot x(t - \tau) d\tau \quad (6)$$

Comparando as Equações (5) e (6), observa-se que a resposta ao impulso do canal radiomóvel é descrita por:

$$y(t) = \sum_i a_i(t) \cdot \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (7)$$

As variações de pequena escala em um sinal podem ser descritas pela resposta impulsional do canal de radiopropagação [10]. A resposta impulsional contém toda informação necessária para analisar qualquer tipo de transmissão através do canal conforme Figura 9.

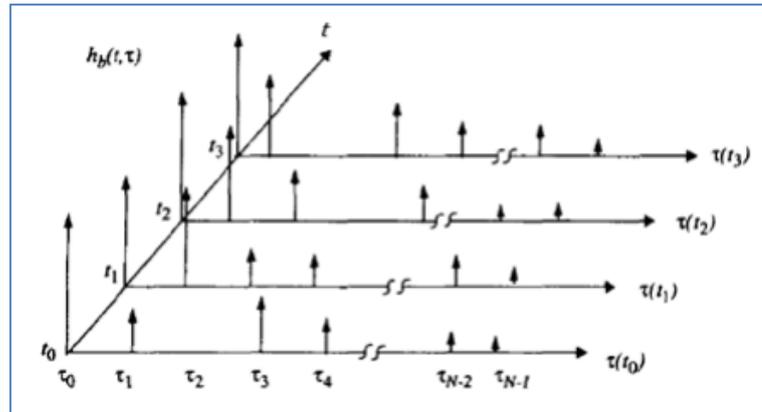


Figura 9. Modelo de resposta impulsional variante no tempo de um canal de multipercurso. [10]

2.3.2 Desvanecimento

As componentes do sinal chegam à antena receptora em tempos distintos e diferentes amplitudes e fases devido ao multipercurso [9], dando origem à soma vetorial construtiva (fortalecimento) do sinal ou subtração vetorial destrutiva (enfraquecimento) dos sinais, dependendo de seus valores de fase e amplitude, ou seja, se os sinais que chegam ao receptor “em fase” ou “em oposição” de fase. Os efeitos construtivos e destrutivos do sinal resultante no receptor provocam o desvanecimento (*fading*) ou variabilidade do sinal.

A Figura 10 representa a propagação de um sinal com seus dois tipos de desvanecimento (de pequena escala, conhecido como *fading* rápido, e de grande escala, conhecido como *fading* lento), além do *path loss* (perda de percurso), que apresenta a tendência de queda do nível, segundo ao expoente de atenuação com a distância.

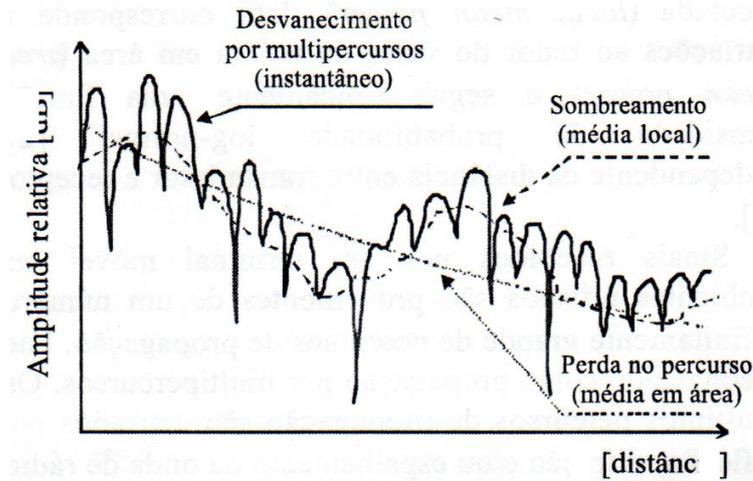


Figura 10. Variações de amplitude devidas aos Desvanecimentos (Rápido e Lento).

Designando a perda média por PM, o sinal puro de variabilidade rápida por VR e o sinal puro de variabilidade lenta por VL, pode-se dizer que um sinal S medido em uma sondagem de determinado canal pode ser descrito como a soma das componentes:

$$S \text{ (dBm)} = VR \text{ (dBm)} + VL \text{ (dBm)} + PM \text{ (dB)} \quad (8)$$

Assim, com duas filtragens apropriadas, podem ser extraídos os três sinais do sinal medido, conforme mostrado na Figura 11.

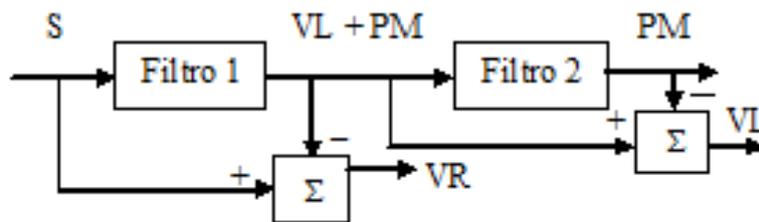


Figura 11. Sinais extraídos após filtragem.

A filtragem é realizada com o filtro de média móvel (FMM) [11], muito usado para "limpar" o ruído contido em um sinal [12]. O primeiro filtro tira as variações de pequena escala do sinal, designada por variabilidade rápida, e o segundo, a variação de grande escala, designada por lenta, obtendo a *path loss* à sua saída. É definido por:

$$y[i] = \frac{1}{N + M + 1} \sum_{k=-N}^M x[i + k] \quad (9)$$

Onde: i é o índice das amostras do FMM, $y[i]$ é a i -ésima amostra de saída do filtro, N é o número de amostras do sinal de entrada antes do ponto i e M é o número de amostras, consideradas no cálculo da média, após o ponto i na janela móvel.

Outra forma de se obter os sinais VR, VL e PM separadamente, são através do uso de setorização [3] ao longo do percurso sondado. Esta consiste em dividir o percurso em setores, e uma média é tirada para cada setor. O tamanho do setor deve estar na faixa entre 5λ e 40λ [13], trecho no qual a perda de sinal seja praticamente constante. Abaixo de 5λ , as amostras estão muito correlacionadas e não ocorre a filtragem total de pequena escala e acima de 40λ , já haverá uma perda da variação real do desvanecimento em grande escala. Uma vez obtido o novo sinal, formado pelos pontos médios, tem-se o equivalente a VL + PM, da Figura 11, ou seja, a variabilidade lenta com o efeito da queda de sinal. Subtraindo este sinal do medido (S), obtém-se VR, o sinal puro de variabilidade rápida. Uma curva ajustada ao sinal VL + PM é a chamada "*path loss*", ou perda média. Assim, subtraindo a mesma do sinal VL + PM, obtém-se VL, o sinal puro de variabilidade lenta. De posse de VR e VL, determinam-se as estatísticas do *fading* de pequena e grande escala, respectivamente. Mais adiante, será visto que PM é a perda na qual se calculará o ajuste dos diversos modelos de propagação a fim de determinar o modelo mais apropriado para o canal V2I em questão.

a) Desvanecimento em grande escala:

Também conhecido como desvanecimento (*fading*) lento ou *shadowing*. O termo “escala” refere-se originalmente à distância. Variação mais suave e lenta associada ao sombreamento causado por obstáculos dá origem ao sinal de grande escala. São causados por grandes obstáculos (relevo, vegetação, construções, etc.) que existem pelo caminho do sinal entre o transmissor e o receptor, e que fazem com que o sinal fique em uma região de sombra quando há obstruções. Neste caso, o sinal chega ao receptor, basicamente, através de difração e espalhamento, com a amplitude do sinal VL recebido seguindo uma função de distribuição de probabilidade log-normal [14], em geral, correspondente a uma distribuição Gaussiana ou normal para o nível de sinal em dB. Vale ressaltar que nos inúmeros artigos em ambiente *outdoor*, a log-normal tem sido encontrada como o melhor ajuste, entretanto, em [15], os autores encontraram Nakagami como o melhor ajuste ao *fading* lento em ambiente *indoor*.

Sabendo que a perda de percurso ou a potência recebida a certa distância são variáveis aleatórias devido aos efeitos de propagação, um ambiente de propagação, em dois pontos diferentes, pode variar significativamente. No receptor, a potência recebida não depende

apenas da distância entre o transmissor e o receptor, mas também, das características do meio de propagação. Então adiciona-se uma componente aleatória X_σ , relacionada à aleatoriedade da propagação mediante o meio onde o sinal é propagado, obtendo-se a Equação (10), que descreve a atenuação num ambiente de propagação com desvanecimento *log-normal*:

$$PL(d)[dB] = \overline{PL}(d_0) + 10n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma \quad (10)$$

onde:

$\overline{PL}(d)$ é a atenuação média, em dB, à distância d ;

$\overline{PL}(d_0)$ é a atenuação média, em dB, supondo propagação em espaço livre à distância d_0 ;

n é o expoente de propagação;

X_σ é a variável aleatória segundo uma distribuição Gaussiana de média (μ) zero;

σ é o desvio padrão.

Conclui-se que num ambiente com desvanecimento log-normal, a potência recebida a uma distância d segue uma distribuição normal com uma média que depende da distância e com desvio padrão σ . A função densidade de probabilidade (*f.d.p.*) de um sinal recebido com desvanecimento lento segue, em geral, a distribuição normal:

$$p_R(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{r - \mu}{\sigma} \right)^2 \right] \quad (11)$$

Onde: r é a envoltória do sinal, μ é a média e σ é o desvio padrão.

b) Desvanecimento de pequena escala:

Também chamado de desvanecimento rápido, o sinal de variabilidade rápida é o resultado dos fenômenos da propagação por multipercursos e o efeito *Doppler*. Tal variabilidade representa as flutuações rápidas e profundas do nível do sinal durante um período rápido de tempo ou distância percorrida, devido ao efeito de multipercurso, uma vez que o sinal chega ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si, provocando uma variação brusca no nível do sinal em um pequeno intervalo de tempo [9].

Esses efeitos são comumente caracterizados como causadores de:

1) Mudanças rápidas na intensidade do sinal em uma pequena distância de viagem ou intervalo de tempo;

2) Modulação de frequência aleatória devido a variações *Doppler* em diferentes caminhos múltiplos; e

3) Dispersão no tempo (ecos) causada por atrasos na propagação de caminhos múltiplos.

Como os comportamentos dos sinais são aleatórios e variantes no tempo, seus efeitos são descritos estatisticamente, com distribuições de probabilidade específicas. Para os casos onde o receptor apenas recebe componente através de multipercurso, não existindo nenhuma componente de raio direto (LOS), cuja amplitude se destaca quando comparada à amplitude das outras, o desvanecimento segue a distribuição de Rayleigh, em geral. Esta função de densidade de probabilidade (f.d.p.) é dada por:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (12)$$

Quando há propagação com linha de visada (LOS), ou seja, quando o percurso direto é o dominante, embora os multipercursos estejam presentes, o desvanecimento segue a função densidade de probabilidade Rice [16], descrita por:

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{\left(\frac{-r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right)} \cdot I_0\left(\frac{r \cdot r_s}{\sigma^2}\right) \quad (13)$$

para r e r_s iguais ou maiores que zero. I_0 é a função de Bessel modificada de primeira espécie e r_s é o parâmetro de amplitude da componente dominante do multipercurso. À medida que esta componente tende a zero, esta f.d.p. tende a Rayleigh ou Nakagami, enquanto tenderá à gaussiana quando a componente tende a valores elevados.

Mesmo quando existe uma visada direta, o multipercurso ainda ocorre devido à difração no solo ou estruturas circundantes, supondo que não haja nenhum objeto em movimento no canal. Nesse caso, o desvanecimento é um fenômeno puramente espacial. Os sinais somam ou subtraem, criando ondas estacionárias na área onde a antena está localizada. Nesse caso, conforme o móvel se move, ele encontra desvanecimento temporal conforme se move através do campo de caminhos múltiplos. Em um caso mais sério, o móvel pode parar em um ponto específico no qual o sinal recebido está em desvanecimento profundo.

Outra distribuição, que também tem sido ajustada ao *fading* rápido é Nakagami [9]. A modelagem desta distribuição pode representar desvanecimentos mais profundos. A f.d.p. é dada por:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}} \quad (14)$$

em que:

$$\Omega = E(r^2) \quad (15)$$

$\Gamma(m)$ é a *função Gama*, dada pela equação:

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} x^{m-1} e^{-x} dx \quad (16)$$

e m é o parâmetro chamado *fator de forma* ou *fator de desvanecimento*:

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)^2]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (17)$$

Que é o mesmo que o inverso da variância normalizada de r^2 . Como pode ser visto, esta distribuição tem dois parâmetros para que se ajuste a estatística de desvanecimento do canal (m e Ω), diferentemente da distribuição de Rayleigh que possui apenas um (σ).

O parâmetro m desta f.d.p., variável de $\frac{1}{2}$ a ∞ , em geral caracteriza diferentes tipos de canais: quando $\frac{1}{2} \leq m < 1$, tem-se um canal pior que Rayleigh, com multipercursos, ou seja, com amplitudes e fases de multipercursos que acarretam em sinal fraco; para $m = 1$, a distribuição recai numa Rayleigh; para $m > 1$, tem-se um raio mais forte podendo se aproximar de uma f.d.p. Rice; e para $m \gg 1$, a Nakagami tende a uma distribuição gaussiana.

O fato de esta distribuição possuir dois parâmetros faz com que o processo de modelagem tenha maior flexibilidade, mas também seja mais trabalhoso. A Figura 12 mostra o gráfico da distribuição de Nakagami para alguns valores de m e $\Omega = 1$.

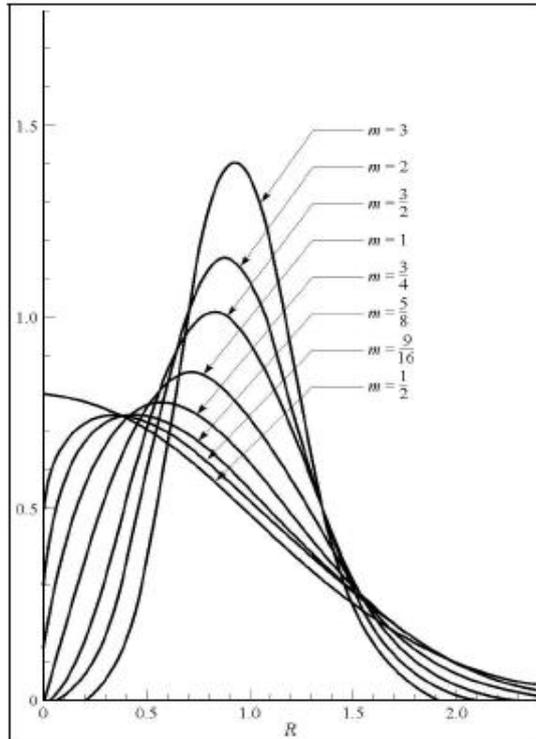


Figura 12. Gráfico da distribuição Nakagami para $\Omega = 1$. [9]

Há, ainda, a f.d.p. Weibull [9], que pode ser empregada para caracterizar o desvanecimento num ambiente com predomínio de multipercursos. Apresenta-se da forma:

$$p_{\alpha}(\alpha) = c \cdot \left(\frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right)}{\Omega} \right)^{\frac{c}{2}} \cdot \alpha^{c-1} \cdot \exp \left[- \left(\frac{\alpha^2}{\Omega} \cdot \Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right) \right)^{\frac{c}{2}} \right], \alpha \geq 0 \quad (17a)$$

Onde: Ω é o valor médio quadrático, α é o parâmetro de forma da distribuição lognormal.

Para o caso especial onde $c = 2$, a Equação (17a) descreve uma distribuição Rayleigh e, quando $c = 1$, descreve uma distribuição exponencial. A Figura 13 mostra a f.d.p. para alguns valores de c , fixando $\Omega = 1$. Note que para $c = 2$, a distribuição de Weibull se torna a distribuição de Rayleigh e para $c = 1$ a equação descreve uma distribuição exponencial. A Figura 13 mostra o gráfico da distribuição de Weibull para distintos valores de c , com $\Omega=1$.

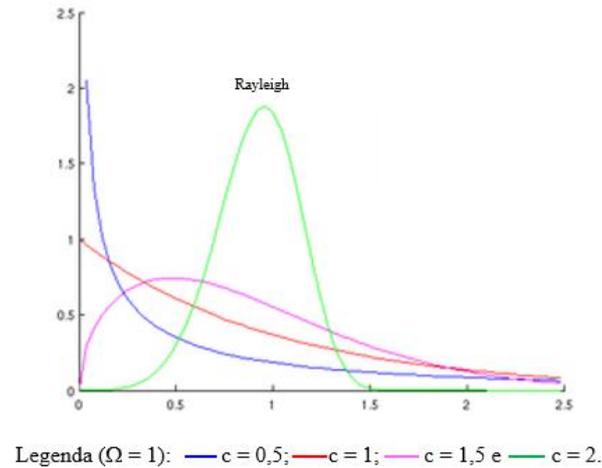


Figura 13 - Função densidade de probabilidade Weibull.

2.4 Propagação em Espaço Livre

Considera-se como “espaço livre” a região completamente desobstruída, em uma atmosfera ideal, na ausência de qualquer objeto que provoque absorção ou reflexão dos sinais, de tal forma que a densidade de potência irradiada será uniforme em todos os pontos da superfície da esfera, cujo centro é a fonte irradiante. Neste cenário, a atenuação (*path-loss*) do sinal com a distância se refere à perda de energia que o sinal experimenta na medida em que a energia se propaga a partir da antena transmissora, levando à perda de potência variando com o inverso do quadrado da distância percorrida pelo sinal.

Supondo-se que um transmissor irradia uma potência P_T através de uma antena isotrópica, em ambiente sem obstáculos, e que um receptor está situado a uma distância d do transmissor, a densidade do fluxo de potência irradiada por uma antena isotrópica é dada por:

$$S_{isotrópica} = \frac{P_T}{A_{esfera}} = \frac{P_T}{4\pi d^2} [W \cdot m^{-2}] \quad (18)$$

e a área efetiva de uma antena isotrópica em qualquer direção é dada por [17]:

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} \quad (19)$$

onde:

$S_{isotr\u00f3pica}$ \u00e9 a densidade do fluxo de pot\u00eancia irradiada ou vetor de Poynting, em W/m^2 ;

A_{ef} \u00e9 a \u00e1rea efetiva, em m^2 ;

A_{esfera} \u00e9 a \u00e1rea da esfera, em m^2 ;

λ \u00e9 o comprimento de onda, em metros;

P_T \u00e9 a pot\u00eancia de transmiss\u00e3o, em watts, e

d \u00e9 o raio da esfera, em metros.

Na pr\u00e1tica, as antenas n\u00e3o s\u00e3o isotr\u00f3picas e, portanto, possuem ganho/diretividade, sendo projetadas para concentrar a energia irradiada em uma determinada dire\u00e7\u00e3o. Considerando que o ganho da antena isotr\u00f3pica possui valor unit\u00e1rio, uma vez que irradia igualmente em todas as dire\u00e7\u00f5es, se a antena for n\u00e3o isotr\u00f3pica, ela apresentar\u00e1 um ganho diferente do unit\u00e1rio.

A pot\u00eancia recebida (P_R) ser\u00e1 o produto da densidade de pot\u00eancia (S), irradiada na dire\u00e7\u00e3o de m\u00e1xima diretividade, pela \u00e1rea efetiva da antena receptora (A_{ef}). Seguir\u00e1 a conhecida lei quadr\u00e1tica de varia\u00e7\u00e3o da pot\u00eancia recebida com a dist\u00e2ncia [10], [18], dada por:

$$P_R = S \times A_{ef} = G_T \cdot G_R \cdot \frac{P_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} = G_T \cdot G_R \cdot P_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \quad (20)$$

Onde P_T e λ j\u00e1 foram definidos e:

P_R \u00e9 a pot\u00eancia do sinal recebido, em watts;

G_T \u00e9 o ganho da antena transmissora;

G_R \u00e9 o ganho da antena receptora;

$4\pi d^2$ \u00e9 a \u00e1rea da esfera, em m^2 ;

d \u00e9 a dist\u00e2ncia horizontal entre o transmissor e receptor, em metros;

f \u00e9 a frequ\u00eancia do sinal, em Hz, e

c \u00e9 a velocidade da luz no v\u00e1cuo, igual a 3×10^8 m/s.

A atenua\u00e7\u00e3o no espa\u00e7o livre sofrida pelo sinal transmitido \u00e9 determinada pela rela\u00e7\u00e3o entre a pot\u00eancia transmitida e a recebida, tamb\u00e9m conhecida por *equa\u00e7\u00e3o de Friis*. A rela\u00e7\u00e3o

$\frac{P_T}{P_R}$, em escala de decib\u00e9is, fica:

$$PL(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left[\left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 \times \frac{1}{G_T \times G_R} \right] \quad (21)$$

Ao considerarmos as antenas isotrópicas, ou seja, $G_T = G_R = 1$, tem-se para a atenuação no espaço livre:

$$PL(dB) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_R} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi df}{c} \right)^2 = 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{4\pi df}{c} \right) = 20 \cdot \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right) \quad (22)$$

$$PL(dB) = -147,6 + 20 \cdot \log f(\text{Hz}) + 20 \cdot \log d(\text{m}) \quad (23)$$

$$PL(dB) = 21,98 + 20 \cdot \log \lambda(\text{m}) + 20 \cdot \log d(\text{m}) \quad (24)$$

Onde PL é a perda de sinal no espaço livre, em dB.

Para o caso da frequência em GHz e distância em km, a Equação (22) passa a ser:

$$PL(dB) = 92,44 + 20 \cdot \log_{10} f(\text{GHz}) + 20 \cdot \log_{10} d(\text{km}) \quad (25)$$

Para frequência em MHz e distância em km, temos:

$$PL(dB) = 32,44 + 20 \cdot \log_{10} f(\text{MHz}) + 20 \cdot \log_{10} d(\text{km}) \quad (26)$$

Para fins práticos, tem-se o cálculo da potência recebida (P_R), expressa em dBm, como sendo:

$$P_R(\text{dBm}) = P_T(\text{dBm}) + G_T(\text{dBi}) + G_R(\text{dBi}) - 20 \cdot \log(d_{\text{km}}) - 20 \cdot \log(f_{\text{MHz}}) - 32,4 \quad (27)$$

2.5 Modelo Log-Distância (*One slope*)

Partindo do modelo de Friis aplicado em dois pontos (d e d_0), e de resultados experimentais do modelo de Okumura [14], chega-se ao modelo Log-distância. Chamando de “ n ” o expoente de perda de percurso, a perda média do sinal recebido entre duas distâncias d e d_0 , mantendo a potência de transmissão e ganhos das antenas, decai da forma:

$$\overline{PL}(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \text{ para } d \geq d_0, \quad (28)$$

Neste modelo, a perda de percurso em relação à distância d do transmissor, é:

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (29)$$

Onde $\overline{PL}(d_0)$ é o valor de perda média de percurso na referência, d_0 , com base em medições obtidas na distância d_0 (em metros) e n é o expoente de perda no percurso, que indica a taxa em que a perda de sinal aumenta com a distância.

É comum a utilização da distância de referência d_0 devido à indeterminação da equação de Friis para $d=0$. Esta distância d_0 é utilizada como um ponto de referência próximo à antena transmissora. Desta forma, para restringir o domínio de d na equação de Friis, pode-se escrever $d > d_0$. A distância d é uma distância fora da região de campo próximo da antena transmissora, igual ou superior à distância de Fraunhofer, d_f , calculada pela equação [17]:

$$d_f = \frac{2 D^2}{\lambda} \quad (30)$$

Onde: D é a maior dimensão física da antena (caso válido para qualquer tipo de antena).

A Tabela 2 apresenta uma relação usual do tipo de ambiente com o expoente de perda de percurso.

Tabela 2. Valores do coeficiente “n” de perda em vários ambientes

Tipo de Ambiente	Valor de n
Espaço Livre	2
Área Urbana	2,7 a 3,5
Área Urbana pouco obstruída	3 a 5
<i>Indoor</i> com linha de visada	1,6 a 1,8
<i>Indoor</i> com obstrução	4 a 6

2.6 Modelo de Multi-Inclinações

O modelo log-distância, apresentado anteriormente, considera que toda a área de propagação pode ser descrita por um valor único do parâmetro n , entretanto, isto nem sempre ocorre devido à variação do ambiente de propagação. Diferentes inclinações podem ocorrer se o ambiente de propagação for muito variável, levando a se aplicar três ou mais trechos com coeficientes de perda diferentes, portanto, aplicando-se o modelo log-distância mais vezes, como mostra a Figura 13.

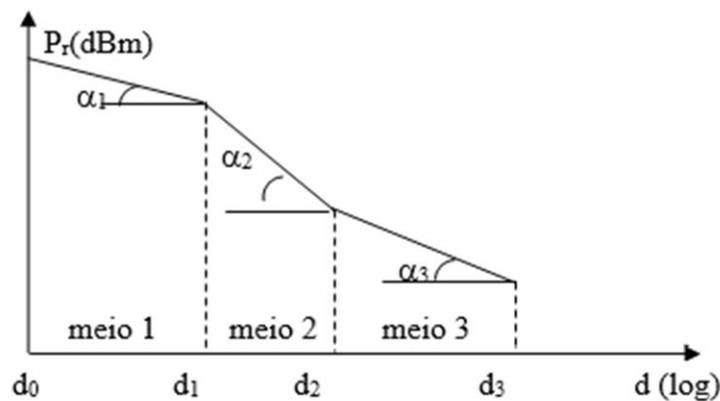


Figura 13. Percurso com Diferentes Fatores de Atenuação.

2.6.1 Modelo de dupla inclinação (*Dual slope*)

O modelo por inclinação dupla, *dual-slope*, tem bom ajuste aos valores médios de conjuntos de dados de medição em cenários urbanos V2V e V2I, em geral, dividindo a área de cobertura em duas partes, cada uma das quais tem seu próprio expoente de propagação, denotados como n_1 e n_2 [8], para capturar de forma mais realista as características da propagação rádio. A Equação (31) é chamada de *perda de percurso logarítmica de dois segmentos* ou *Modelo Dual Slope*:

$$\overline{PL}(d)_{dB} = \begin{cases} \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n_1 \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) & ; d_0 \leq d \leq d_c \\ \overline{PL}(d_0) + 10 \cdot n_1 \cdot \log\left(\frac{d_c}{d_0}\right) + 10 \cdot n_2 \cdot \log\left(\frac{d}{d_c}\right) & ; d > d_c \end{cases} \quad (31)$$

onde: d_c é a distância do ponto de quebra; n_1 é o fator de atenuação do primeiro trecho; e n_2 é o fator de atenuação do segundo trecho.

A distância do ponto de quebra (ou distância crítica), d_c , é a distância na qual o primeiro elipsóide de Fresnel é obstruído pelo solo, na qual o expoente de propagação é alterado de n_1 para n_2 . Ela é calculada pela Equação (32), onde h_t e h_r são, respectivamente, as alturas da antena transmissora e receptora:

$$d_c = \frac{4 \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda} \quad (32)$$

2.7 Técnica de Traçado de Raios

Os modelos de propagação são divididos em modelos determinísticos, empíricos e semi-empíricos. Dentre os modelos determinísticos, também conhecidos como teóricos, destaca-se o **modelo de traçado de raios** que utiliza o princípio da óptica geométrica. A técnica de traçado de raios possui duas abordagens de procedimentos: (i) Método da “Força Bruta” (*Shooting and Bouncing Rays Method - SBR*) e (ii) o Método de imagem (IT)

2.7.1 Método da “Força Bruta”

Neste método, são lançados muitos raios em direções arbitrárias. Os raios são traçados até que o critério de parada seja atendido. Não é necessário pré-processamento, mas há um aumento linear da complexidade com o número de iterações. A Figura 14 exemplifica este método. Nele, os raios são disparados do transmissor em todas as direções, sendo refletidos nos obstáculos antes de chegarem ao receptor. A sua complexidade computacional depende do número de objetos no ambiente e o número de raios disparados.

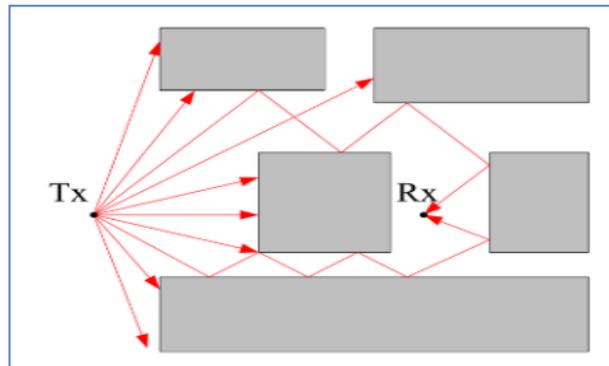


Figura 14. Método SBR [19]

2.7.2 Teoria das Imagens

Neste caso, todos os caminhos de raios viáveis entre o transmissor (TX) e o receptor (RX) são determinados por pontos imagem em relação às faces do cenário, que definirão percursos entre a antena transmissora e a receptora, envolvendo reflexões. A teoria da imagem consiste em encontrar as imagens (árvore de imagens) geradas por fontes transmissoras e, a partir daí, determinar os pontos de reflexão nas superfícies, traçando o percurso exato entre a antena transmissora e a antena receptora. O raio refletido da faceta é representado como um raio irradiado diretamente da fonte virtual localizada, simetricamente, ao transmissor em relação ao plano que contém a faceta.

Um caso simples é demonstrado na Figura 15. Os pontos de imagem produzidos são posteriormente tratados como novas fontes para a próxima interação. Em seguida, retrocedendo de RX, os caminhos de reflexão de ordem única e de segunda ordem são determinados.

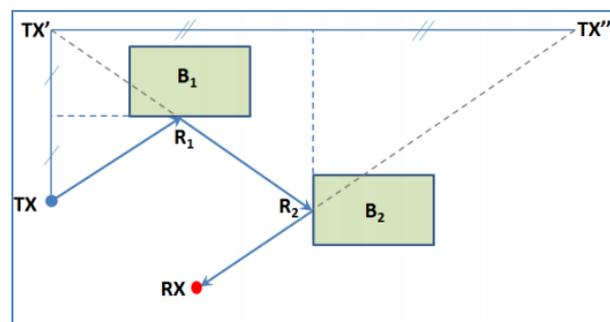


Figura 15. Método de imagem para calcular trajetórias precisas de raios [19]

A Tabela 3 apresenta as características dos métodos SBR e IT utilizados na técnica de traçado de raios. Uma avaliação qualitativa pode ser comparada nessa tabela.

Tabela 3. Comparação da característica dos métodos SBR e IT.

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

2.8 Modelo de 02 Raios

O modelo de dois raios leva em conta não só a recepção direta em visada do transmissor ao receptor como, também, a reflexão da onda na superfície terrestre, influenciando no cálculo da atenuação.

Uma primeira aproximação, válida nos casos em que o terreno entre as antenas é uniforme, consiste em considerar a *superfície da terra plana e perfeitamente lisa*. Para condição de terra plana ser válida, o enlace deve ocorrer em distâncias Tx-Rx tais que [18]:

$$d = \sqrt[3]{\lambda} (m) \quad (33)$$

Assim sendo, a terra deverá ser considerada esférica quando a distância d entre a transmissora e a receptora for maior que a obtida da Equação (33). Para a frequência de 5,8 GHz, a ser usada nesta dissertação, tal distância é 3,41 km. Como será visto adiante, o percurso medido no túnel foi de 1,87 km, portanto, a propagação pode ser dita em terra plana. Já para a condição de terra lisa, a altura da rugosidade (σ_s) no terreno deve satisfazer a [18]:

$$\sigma_s \leq \frac{\lambda}{8 \sin \theta_i} \quad (34)$$

Onde θ_i é o ângulo de incidência, mostrado em vermelho na Figura 17. Como será visto no capítulo 4, a antena transmissora empregada nas medições apresenta um feixe bem estreito no plano vertical (HPBW = 7°). Isto acarretará em ângulos de incidência do feixe principal no solo de valores muito pequenos (<10°) que, juntamente com o comprimento de onda para a frequência utilizada de 5,8 GHz, vai produzir valores elevados do parâmetro σ_s , certamente maiores que 0,30 m. Sendo o túnel asfaltado aparentemente liso, qualquer irregularidade estará inferior ao valor de 30 cm.

O modelo de dois raios, conforme Figura 16, normalmente é tomado como referência para caracterizar a propagação com visibilidade. A vantagem deste modelo é a possibilidade de utilizar a ótica geométrica como base para o cálculo da intensidade do campo no ponto de recepção. Em frequências elevadas, é possível obter uma aproximação relativamente simples, utilizando a solução de Norton.

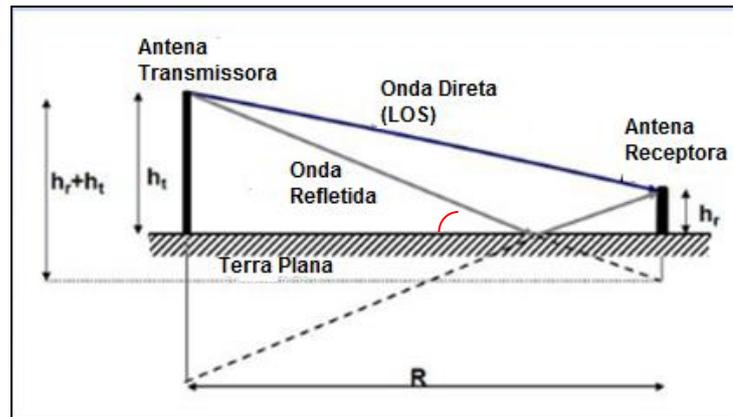


Figura 16. Modelo de 02 raios.

O modelo de Norton mostra que o campo total devido a uma antena situada a uma determinada altura do solo é dado pela composição de uma onda espacial com uma onda de superfície. A onda espacial consiste da composição de uma onda direta e outra refletida. A expressão completa da solução de Norton [18] é dada por:

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R (1 + R e^{j\Delta\phi} + (1 - R) F(\omega) e^{j\Delta\phi})^2; \text{ quando } d \gg \lambda \text{ e } \eta_1 \gg \eta_2 \quad (35)$$

onde: P_R , P_T , d , G_T , G_R já foram definidos e:

R é o coeficiente de reflexão no solo;

$\Delta\phi$ é a diferença de fase entre os raios direto e refletido; e

$F(\omega)$ é o fator de atenuação que determina o comportamento onda de superfície.

Essa solução é válida apenas quando:

a) A distância horizontal “ d ” entre transmissor e receptoré muito maior que o comprimento de onda (λ),

b) O índice de refração da Terra (η_1) é muito maior que o índice de refração no espaço livre (η_0).

A Equação (35) considera que chegam três ondas ao receptor: onda do raio direto, onda do raio refletido na Terra Plana e a onda de superfície:

1) A primeira parcela $\left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R$ corresponde à onda devida à propagação em espaço livre, associada a um raio direto da antena transmissora à receptora, correspondendo à Fórmula de Friis.

2) A segunda parcela $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_T G_R (R \cdot e^{j\Delta\phi})$ corresponde à onda do raio refletido na superfície da Terra plana e que depende diretamente de seu coeficiente de reflexão, R . Por sua vez, R depende do ângulo θ_i , da relação entre os índices de refração η_1 e η_0 , e da fase $\Delta\phi$ que é proporcional à diferença de percurso entre o raio direto e o raio refletido.

3) A terceira parcela $\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_T G_R \left((1 - R) \cdot F(\omega) \cdot e^{j\Delta\phi}\right)$ corresponde à onda de superfície, com sua máxima intensidade na interface entre o meio superior e a superfície. $F(\omega)$ é um fator de atenuação que determina o comportamento desta onda. A onda de superfície é de consequência da condutividade finita do solo e está diretamente ligada ao fator de atenuação da onda de superfície, que depende da distância, da frequência e dos parâmetros elétricos do terreno. Como em frequências em VHF, UHF e SHF, a onda de superfície é fortemente atenuada, então, esta terceira parcela é desconsiderada.

Assim sendo, a expressão de Norton aplicada para altas frequências, que desconsidera a parcela relacionada à onda de superfície, passa a ser:

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_T G_R (1 + R e^{j\Delta\phi})^2; \text{ para } d \gg \lambda \text{ e } \eta_1 \gg \eta_2 \quad (36)$$

Os valores de diferença de percurso, Δd , e diferença de fase, $\Delta\phi$, são obtidos através da Figura 17, onde h_t e h_r são, respectivamente, a altura da antena transmissora e receptora.

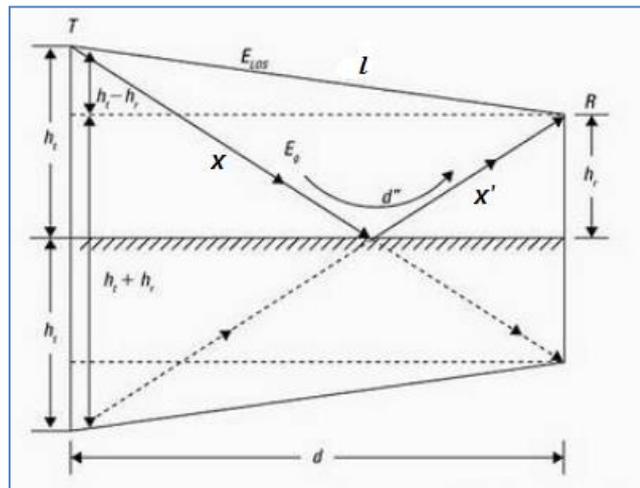


Figura 17. Teoria da Imagem usada para calcular Δd entre o raio direto e o raio refletido no solo. [10]

Aplicando a igualdade $a^2 = b^2 + c^2$, na geometria da Figura 18:

$$\text{Raio Direto: } l^2 = d^2 + (h_t - h_r)^2 \Rightarrow l = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2} \quad (37)$$

$$\begin{aligned} \text{Raio Refletido: } (x + x')^2 &= d^2 + (h_t + h_r)^2 \Rightarrow (x + x') \\ &= \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2} \end{aligned} \quad (38)$$

Desenvolvendo tais equações, chega-se em:

$$(x + x') = d \sqrt{1 + \frac{(h_t + h_r)^2}{d^2}} \quad (39)$$

Considerando a série binomial: $(\sqrt{1+x} = 1 + \frac{x}{2}, \text{ para } x \ll 1)$, e sendo a distância entre as antenas muito maior que a soma das alturas as antenas ($d \gg (h_t + h_r)$), poderemos reescrever as equações a seguir:

$$\text{Raio Direto: } l = d \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{(h_t - h_r)^2}{d^2} \right) \right] \quad (40)$$

$$\text{Raio Refletido: } (x + x') = d \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{(h_t + h_r)^2}{d^2} \right) \right] \quad (41)$$

Sendo a diferença de percurso, Δd , igual à diferença entre o raio refletido e o raio direto, temos:

$$\Delta d = \text{Raio Refletido} - \text{Raio Direto} = (x + x') - l \quad (42)$$

Reescrevendo Δd em função de d , h_t e h_r :

$$\Delta d = \left(d \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{(h_t + h_r)^2}{d^2} \right) \right] \right) - \left(d \cdot \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{(h_t - h_r)^2}{d^2} \right) \right] \right) \quad (43)$$

$$\Delta d = \frac{1}{2d} [(h_t + h_r)^2 - (h_t - h_r)^2] \quad (44)$$

Simplificando,

$$\Delta d = \frac{2h_t h_r}{d} \quad (45)$$

A diferença de fase ($\Delta\phi$) entre a onda direta e refletida, $\Delta\phi$, é:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \text{ rad}}{\lambda} \cdot \Delta d \text{ (em radianos)} \quad (46)$$

$$\Delta\phi = \frac{360^\circ}{\lambda} \cdot \Delta d \text{ (em graus)} \quad (47)$$

onde Δd é a diferença entre os comprimentos de caminho do raio direto (l) e o raio refletido ($x + x'$), para a condição de $d \gg h_t + h_r$:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \frac{2h_t h_r}{d} = \frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d} \quad (48)$$

Assumindo que as antenas transmissoras e receptoras sejam omnidirecionais ($G_T = 1$ e $G_R = 1$) e que $R(\theta_i) \cong -1$ (incidência rasante) e supondo-se a distância entre transmissor e receptor, d , seja muito grande quando comparada com a soma das alturas das antenas transmissora e receptora, $h_t + h_r$, pode-se obter a equação da potência no receptor, conhecida como equação da terra plana.

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R (1 + R \cdot e^{j\Delta\phi})^2 \quad (49)$$

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot (1 + (-1) \cdot e^{j\Delta\phi})^2 \quad (50)$$

$$P_R = P_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \cdot (1 - e^{j\Delta\phi})^2 \quad (51)$$

No termo $(1 - e^{j\Delta\phi})^2$ da equação acima, aplica-se a fórmula de Euler, onde $e^{j\theta} = \cos \theta + j \sin \theta$, que aplicado na Equação (51), produz:

$$P_R = P_T \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 \left[4 \cdot \left(\sin \frac{\Delta\phi}{2}\right)^2\right] \quad (52)$$

Nota-se que a potência recebida é máxima, quando :

$$\frac{\Delta\phi}{2} = \frac{\pi}{2} \quad (53)$$

$$\sin\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = 1 \quad (54)$$

Esta região é chamada de faixa crítica, e a distância crítica (onde o raio de Fresnel toca o solo), denotada por r_b , é determinada, aproximadamente, pela seguinte equação:

$$|P_R| \cong 4 \cdot |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_T \cdot G_R \cdot \sin^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) \quad (55)$$

ou, ainda:

$$|P_R| \cong 4 \cdot |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 G_T \cdot G_R \cdot \sin^2\left(\frac{2\pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda d}\right) \quad (56)$$

A expressão pode sofrer nova simplificação, além das condições já impostas, se a situação ocorrer quando a incidência for de tal maneira rasante, onde a diferença de percurso e a diferença de fase é muito pequena entre o raio direto e o raio refletido, então, pode-se garantir que o seno se confunde com o arco, ou seja:

$$\text{sen}\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = \frac{\Delta\phi}{2} \quad (57)$$

Sendo:

$$\frac{\Delta\phi}{2} = \frac{\frac{4\pi h_t h_r}{\lambda d}}{2} = \frac{2\pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda d} \quad (58)$$

Pode-se escrever:

$$\text{sen}^2\left(\frac{\Delta\phi}{2}\right) = \left(\frac{\Delta\phi}{2}\right)^2 \quad (59)$$

$$\text{sen}^2\left(\frac{2\pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda d}\right) = \left(\frac{2\pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda d}\right)^2, \text{ para } \frac{2\pi \cdot h_t \cdot h_r}{\lambda d} < 0,3 \text{ radianos (aprox.)} \quad (60)$$

Inserindo este resultado na Equação (56):

$$|P_R| \cong 4 \cdot |P_T| \cdot \left(\frac{\lambda^2}{4^2 \cdot \pi^2 d^2}\right) \cdot G_T \cdot G_R \cdot \left(\frac{2^2 \cdot \pi^2 \cdot h_t^2 \cdot h_r^2}{\lambda^2 \cdot d^2}\right) \quad (61)$$

Simplificando, obtém-se a expressão de potência recebida na propagação em terra plana, usada quando são válidas as aproximações feitas:

$$|P_R| \cong 4 \cdot |P_T| \cdot \left(\frac{1}{d}\right)^2 \cdot G_T \cdot G_R \left(\frac{h_t \cdot h_r}{d}\right)^2 \quad (62)$$

$$|P_R| \cong |P_T| \cdot G_T \cdot G_R \left(\frac{h_t \cdot h_r}{d^2}\right)^2 [W] \quad (63)$$

A expressão de atenuação de propagação correspondente é calculada por:

$$PL (dB) = \frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{h_t \cdot h_r}{d^2}\right)^2 \quad (64)$$

Se considerarmos as antenas como sendo não omnidirecionais, temos:

$$PL (2 \text{ raios}) = \frac{P_R}{P_T} = G_T \cdot G_R \left(\frac{h_t \cdot h_r}{d^2}\right)^2 \quad (65)$$

$$PL (2 \text{ raios}) = G_T \cdot G_R \cdot \frac{h_t^2 \cdot h_r^2}{d^4} \quad (66)$$

E em decibéis, temos:

$$PL(dB) = -10 \log \left(\frac{P_R}{P_T} \right) = -10 \log \left(G_T \cdot G_R \cdot \frac{h_t^2 \cdot h_r^2}{d^4} \right) \quad (67)$$

Consequentemente, a equação completa de perda de propagação é:

$$PL(dB) = 40 \log d - 10 \log G_T - 10 \log G_R - 20 \log h_t - 20 \log h_r \quad (68)$$

Para antenas com ganhos $G_T=G_R=1$, temos:

$$PL(dB) = 40 \log d - 20 \log h_t - 20 \log h_r \quad (69)$$

Pode-se ver que a potência recebida cai com a distância elevada à quarta potência, ou 40 dB/década, em grandes distâncias ($d \gg \sqrt{h_t \cdot h_r}$), enquanto no modelo do espaço livre tem-se 20 dB/década. A distância de ponto de interrupção (d_c) é definida como a distância horizontal entre transmissor e receptor, após a qual as características de perda de percurso do modelo de dois raios desvia da perda de espaço livre tradicional, conforme mostrado na Figura 18. O ponto de interrupção, chamado também de ponto de quebra (*breakpoint*), é conhecido como a primeira distância da zona de Fresnel:

$$d_c = \frac{4h_t h_r}{\lambda} \quad (70)$$

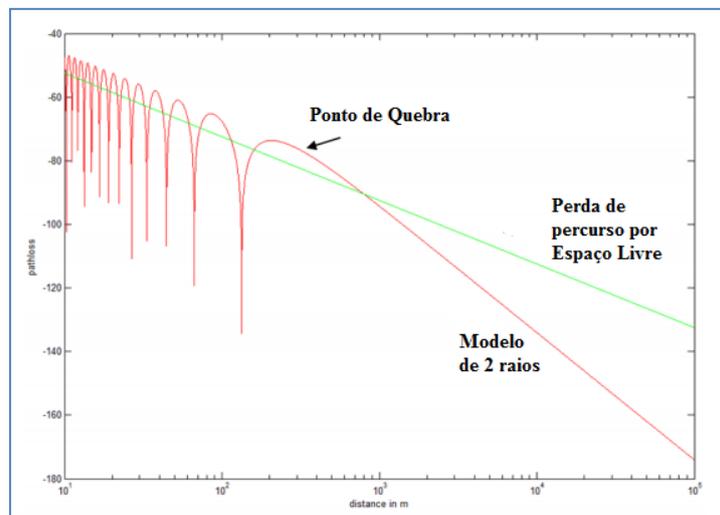


Figura 18. Comparação da perda de percurso pelo modelo dois raios com a perda por espaço livre. [9]

Devido a uma mudança nas alturas efetivas do transmissor e receptor, se um bloqueio estiver presente na frente do ponto de reflexão conforme mostrado na Figura 19, a distância efetiva do ponto de interrupção é menor do que o valor teórico [9].

$$d = \frac{4(h_t - h_0)(h_r - h_0)}{\lambda} \quad (71)$$

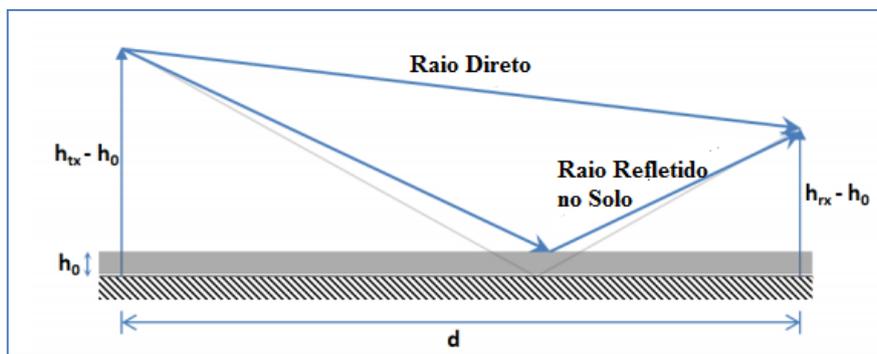


Figura 19. Alteração na altura efetiva do solo. [9]

O coeficiente de reflexão é um parâmetro que descreve quanto de uma onda eletromagnética é refletida por uma descontinuidade de impedância no meio de transmissão. Para uma onda que atinge uma superfície com um ângulo de incidência θ_i , como mostra a Figura 20, o coeficiente de reflexão depende da polarização:

- *Polarização paralela*: Os campos elétricos das ondas incidente refletida e transmitida ficam localizados no plano de incidência, paralelo à superfície do refletor.
- *Polarização perpendicular*: Os campos elétricos ficam orientados na direção perpendicular ao plano de incidência.

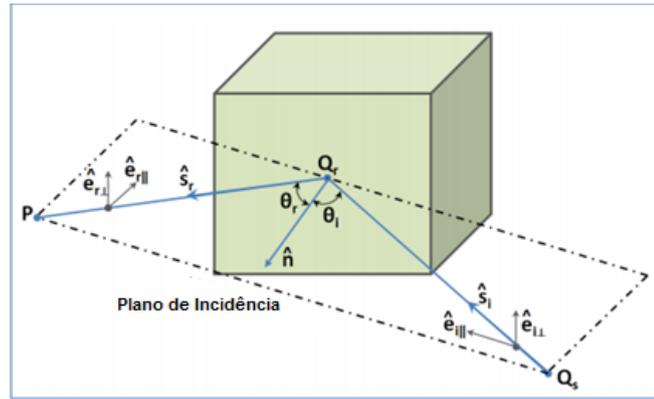


Figura 20. Os planos de incidência e de reflexão da onda. [19]

Como mostra a Figura 20, se os raios incidente e refletido estão no mesmo plano, então os vetores unitários \hat{s}_i , \hat{n} e \hat{s}_r são coplanares. As seguintes relações para os vetores de componentes são verdadeiras:

$$\begin{aligned}\hat{e}_{i\perp} \times \hat{s}_i &= \hat{e}_{i\parallel} & (72) \\ \hat{e}_{r\perp} \times \hat{s}_r &= \hat{e}_{r\parallel} \\ \hat{e}_{i\parallel} &= \hat{s}_r \times (\hat{n} \times \hat{s}_i) \\ \hat{e}_{r\parallel} &= \hat{s}_r \times (\hat{n} \times \hat{s}_r)\end{aligned}$$

E conhecidas as leis de reflexão e refração de Snell, que relacionam a ângulos de incidência, refração e reflexão na fronteira, tem-se:

$$\theta_i = \theta_R \text{ (Lei de Snell para reflexão)} \quad (73)$$

$$\eta_1 \cos \theta_i = \eta_2 \cos \theta_t \text{ (Lei de Snell para refração)} \quad (74)$$

Matematicamente:

$$\hat{n} \cdot \hat{s}_i = -\hat{n} \cdot \hat{s}_r \quad (75)$$

$$\hat{n} \times \hat{s}_i = \hat{n} \times \hat{s}_r \quad (76)$$

O coeficiente de reflexão R também pode ser decomposto em duas componentes: R_{\parallel} (paralela ou horizontal) e R_{\perp} (perpendicular ou vertical) ao plano de incidência e dado por:

$$R_{\perp} = \frac{E_R}{E_T} = \frac{\eta_2 \cos \theta_i - \eta_1 \cos \theta_t}{\eta_2 \cos \theta_i + \eta_1 \cos \theta_t} \quad (77)$$

$$R_{\parallel} = \frac{E_R}{E_T} = \frac{\eta_2 \cos \theta_t - \eta_1 \cos \theta_i}{\eta_2 \cos \theta_t + \eta_1 \cos \theta_i} \quad (78)$$

Onde η_1 e η_2 representam, respectivamente, a impedância intrínseca da onda no espaço livre e no meio a partir do qual a reflexão ocorre, sendo dada por [20]:

$$\eta = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}} \quad (79)$$

- Para meios sem perdas:

$$\eta \simeq \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \quad (80)$$

- Para meios com poucas perdas (bons dielétricos):

$$\eta \simeq \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \left(1 + j \frac{\sigma}{2\omega\varepsilon}\right) \quad (81)$$

- Para meios com muitas perdas (bons condutores):

$$\eta \simeq \sqrt{\frac{W\mu}{2\sigma}} (1 + j1) \quad (82)$$

De uma forma genérica, o coeficiente de reflexão no solo é dado por:

$$R = \frac{\sin \theta_i - Z}{\sin \theta_i + Z} \quad (83)$$

onde:

$$Z = \sqrt{\varepsilon_R - \frac{(\cos \theta_i)^2}{\varepsilon_R}}, \quad \text{para polarização vertical} \quad (84)$$

$$Z = \sqrt{\varepsilon_R - (\cos \theta_i)^2}, \quad \text{para polarização horizontal} \quad (85)$$

onde: ε_R é a permissividade relativa da superfície.

Substituindo as Equações (77) e (78) na Equação (76), obtém-se:

$$R_{//} = \frac{\sin(\theta_i) - \sqrt{\eta - (\cos \theta_i)^2}}{\sin(\theta_i) + \sqrt{\eta - (\cos \theta_i)^2}}, \quad \text{para polarização horizontal} \quad (86)$$

$$R_{\perp} = \frac{\sin \theta_i - \sqrt{\frac{\eta - (\cos \theta_i)^2}{\eta^2}}}{\sin \theta_i + \sqrt{\frac{\eta - (\cos \theta_i)^2}{\eta^2}}}, \quad \text{para polarização vertical} \quad (87)$$

Reescrevendo os coeficientes de reflexão (R_F), para as polarizações vertical e horizontal, em função da permissividade relativa do meio (ε_R) e do ângulo de incidência (θ_i), tem-se [22]:

$$R_{//} = \frac{\cos(\theta_i) - \frac{1}{\varepsilon_R} \sqrt{\varepsilon_R - (\sin \theta_i)^2}}{\cos(\theta_i) + \frac{1}{\varepsilon_R} \sqrt{\varepsilon_R - (\sin \theta_i)^2}}, \quad \text{para polarização horizontal} \quad (88)$$

$$R_{\perp} = \frac{\cos(\theta_i) - \sqrt{\varepsilon_R - (\sin \theta_i)^2}}{\cos(\theta_i) + \sqrt{\varepsilon_R - (\sin \theta_i)^2}}, \quad \text{para polarização vertical} \quad (89)$$

Partindo da equação de Ampère [20] na forma diferencial, tem-se:

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega \varepsilon_0 \vec{E}, \text{ no ar} \quad (90)$$

$$\nabla \times \vec{H} = (\sigma + j\omega \varepsilon) \vec{E}, \text{ no condutor imperfeito} \quad (91)$$

Comparando ambas as equações, observa-se que no condutor imperfeito ε_0 passa a:

$$\varepsilon' = \sigma + j\omega\varepsilon \quad (92)$$

Dessa forma, a constante dielétrica do condutor, relativa a do ar, fica da forma:

$$\frac{\varepsilon}{\varepsilon_0} = \frac{\sigma}{\varepsilon_0} + \frac{j\omega\varepsilon}{\varepsilon_0} \quad (93)$$

Sendo $k = \omega\sqrt{\mu\varepsilon}$, $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ e $\omega = 2\pi f$, chega-se para a permissividade relativa do condutor, então:

$$\varepsilon_r' = \varepsilon_r - j60\sigma\lambda \quad (94)$$

Usual para o caso de incidência em material condutor imperfeito, onde ε_r é a permissividade relativa da superfície; ε é a constante dielétrica da superfície no ponto de reflexão e σ é a condutividade da superfície. No caso da incidência normal, $\theta_i = 0^\circ$ e o coeficiente de reflexão é simplesmente:

$$R = \frac{\eta_2 - \eta_1}{\eta_2 + \eta_1} \quad (95)$$

onde: η_2 é a impedância do meio de transmissão e η_1 , a do meio de incidência.

Nos casos de interesse prático, nesta situação, independentemente da polarização, o coeficiente de reflexão pode ser aproximado por -1 e ainda é razoável considerar, também, que a incidência é razante, ou seja, $< 10^\circ$ (menor de 10°) e $R = -1$, pois em geral, as alturas das antenas são pequenas em relação à distancia de separação das mesmas.

2.9 Modelos baseados em “Ray Tracing” (rastreamento de raio)

A abordagem de rastreamento de raios também é aplicada para prever a perda de percurso em túneis [21]. Os modelos de rastreamento de raio são baseados em uma abordagem de ótica geométrica, onde a onda de rádio é aproximada por um raio. As facet

onde os raios são refletidos e difratados são considerados ser muito maior do que o comprimento de onda do raio de rádio. O sinal recebido é a somado raio direto e todos os raios refletidos.

Considerando que a Teoria da Imagem forma a base do método da imagem, o raio refletido da superfície é representado como um raio irradiado diretamente da fonte virtual localizada simetricamente ao transmissor em relação ao plano que contém a faceta, vide Figura 21. Nos túneis, devido às superfícies paralelas, o número de imagens pode ser infinito.

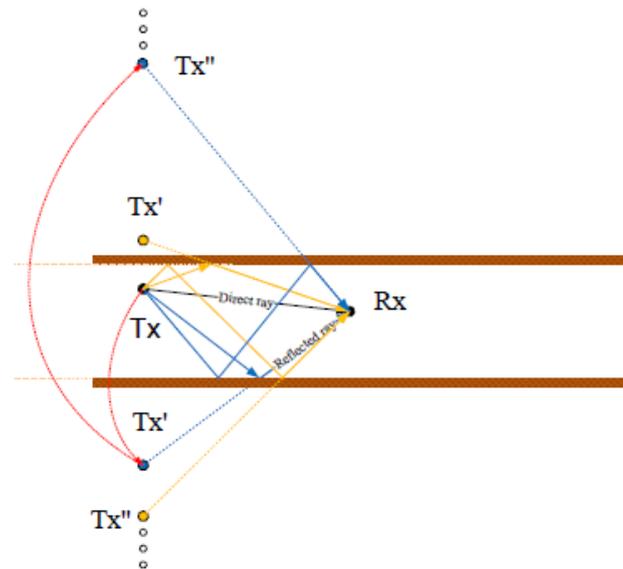


Figura 21. Método de traçado de raio de imagem em um túnel - apresentação em duas dimensões. [21]

A fim de manter a complexidade do cálculo em um nível razoável, o número de imagens deve ser limitado. Para este trabalho, serão apresentados modelos de 4, 6 e 8 raios.

2.9.1 Modelo de 04 Raios

Neste modelo, o sinal recebido será a soma do raio direto, do raio refletido no solo e dos raios refletidos nas paredes laterais esquerda e direita. Considerando $G_t = G_r(\theta_i) = 1$, a perda de percurso para o modelo para 4 raios, é dada por [22]:

$$\begin{aligned}
 PL_{dB_4 \text{ raios}} = -10 \log & \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \right. \\
 & + \left| \frac{e^{(-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (R_1))}}{R_1} + R_{F2}(\theta_2) \frac{e^{(-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (R_2))}}{R_2} + R_{F3}(\theta_3) \frac{e^{(-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (R_3))}}{R_3} \right. \\
 & \left. \left. + R_{F4}(\theta_4) \cdot \frac{e^{(-j \cdot \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (R_4))}}{R_4} \right|^2 \right] \quad (96)
 \end{aligned}$$

Onde R_{Fi} é coeficiente de reflexão do raio i no solo ou na parede lateral e θ_i é o ângulo de incidência do raio i no solo ou na parede lateral.

Este modelo é influenciado por 4 raios, mostrado na Figura 23:

- Raio direto (R_1)
- Raio refletido no solo (R_2)
- Raio refletido na parede lateral direita (R_3)
- Raio refletido na parede lateral esquerda (R_4)

Sejam antenas de diferentes alturas, $h_t \neq h_r$, localizadas em qualquer ponto a uma distância direta, d , que separa as duas antenas, com distância entre as paredes laterais dada por W . As distâncias do transmissor e do receptor a uma das paredes laterais, são denominadas y_{tx} e y_{rx} , respectivamente, sendo h_t a altura da antena transmissora e h_r , da receptora.

Geometricamente, podem ser calculados os comprimentos de cada raio. O primeiro e segundo raio, ou seja, o raio direto (R_1) e o raio refletido no solo (R_2), respectivamente, foram obtidos aplicando o teorema de Pitágoras em relação à distância direta [7], [23]:

$$R_1 = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (y_{tx} - y_{rx})^2} \quad (97)$$

$$R_2 = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (y_{tx} - y_{rx})^2} \quad (98)$$

Para o terceiro raio (R_3), refletido na parede esquerda do túnel:

$$R_3 = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (y_{tx} + y_{rx})^2} \quad (99)$$

Para o quarto raio (R_4), refletido na parede direita do túnel:

$$R_4 = \sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2 + (2.W - y_{tx} - y_{rx})^2} \quad (100)$$

Para o coeficiente de reflexão no solo (chão) foi utilizado o coeficiente de reflexão paralelo e para o coeficiente de reflexão nas paredes laterais foi utilizado o coeficiente de reflexão perpendicular. Os cálculos para coeficientes de reflexão (R_i) polarização horizontal e vertical, foram apresentados nas Equações (88) e (89).

Ressaltando-se que não se tem ângulo de incidência (θ_1) para o raio R_1 , pois é o raio direto, os ângulos de incidência dos raios 2 a 4 nos obstáculos são dados por [23]:

$$\theta_2 = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{\sqrt{d^2 + (y_{tx} - y_{rx})^2}}\right) - \text{Raio refletido no solo} \quad (101)$$

$$\theta_3 = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{y_{tx} + y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) - \text{Raio refletido na lateral direita} \quad (102)$$

$$\theta_4 = \frac{\pi}{2} - \arctan\left(\frac{2.W - y_{tx} - y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) - \text{Raio refletido na lateral esquerda} \quad (103)$$

2.9.2 Modelo de 06 raios

Para este modelo, mais dois raios são considerados, relativamente ao de 04 raios [7], [23]:

- Raio refletido primeiro na parede lateral direita e, depois, no solo (R_5)
- Raio refletido primeiro na parede lateral esquerda e, depois, no solo (R_6)

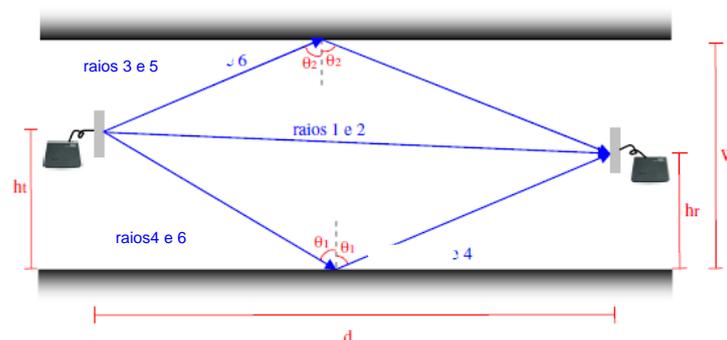


Figura 22. Ilustração do modelo de 6 raios (vista superior do ambiente). [23]

Com as mesmas definições do modelo de 04 raios, os dois novos raios podem ser escritos como [23 18]:

$$R_5 = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (y_{tx} + y_{rx})^2} \quad (104)$$

$$R_6 = \sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2 + (2.W - y_{tx} - y_{rx})^2} \quad (105)$$

Para os ângulos de incidência nos obstáculos são dados por:

$$\theta_{5P} = \arctan\left(\frac{y_{tx} + y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}}\right) - \text{Raio refletido na parede lateral direita} \quad (106)$$

$$\theta_{5S} = \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{\sqrt{d^2 + (y_{tx} + y_{rx})^2}}\right) - \text{Raio refletido no solo} \quad (107)$$

$$\theta_{6P} = \arctan\left(\frac{2.W - y_{tx} + y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t + h_r)^2}}\right) - \text{Raio refletido na parede lateral esquerda} \quad (108)$$

$$\theta_{6S} = \arctan\left(\frac{h_t + h_r}{\sqrt{d^2 + (2.W - y_{tx} - y_{rx})^2}}\right) - \text{Raio refletido no solo} \quad (109)$$

Os raios 5 e 6 apresentam dois ângulos de incidência, pois estes incidem sobre dois diferentes obstáculos (lateral θ_{iP} e solo θ_{iS}).

Para o coeficiente de reflexão do solo (chão) foi utilizado o coeficiente de reflexão paralelo (horizontal) enquanto para o coeficiente de reflexão nas paredes laterais foram utilizados os coeficientes de reflexão perpendicular (vertical). As Equações (88) e (89) referem-se aos cálculos dos coeficientes de reflexão.

Para a perda de percurso no modelo de 6 raios, considerando $G_t = G_r(\theta) = 1$, tem-se:

$$\begin{aligned} PL(dB)_{6 \text{ raios}} = & -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left| \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + R_{F2}(\theta_1) \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} + R_{F3}(\theta_3) \cdot \frac{e^{-jkR_3}}{R_3} \right. \right. \\ & + R_{F4}(\theta_4) \cdot \frac{e^{-jkR_4}}{R_4} + R_{F5S}(\theta_{5S}) \cdot R_{F5P}(\theta_{5P}) \cdot \frac{e^{-jkR_5}}{R_5} \\ & \left. \left. + R_{F6S}(\theta_{6S}) \cdot R_{F6P}(\theta_{6P}) \cdot \frac{e^{-jkR_6}}{R_6} \right|^2 \right] \quad (110) \end{aligned}$$

Onde: $RF_{is,p}$ é coeficiente de reflexão no solo ou na parede lateral para os raios 5 e 6 e $\theta_{is,p}$ é o ângulo de incidência do raio i no solo ou na parede lateral para os raios 5 e 6

2.9.3 Modelo de 08 raios

O modelo de 08 raios foi obtido ao se acrescentar mais dois raios gerados ao modelo de 6 raios. Os novos raios são:

- Raio refletido primeiro na parede lateral direita e, depois, refletido na parede lateral esquerda (R_7) e
- Raio refletido primeiro na parede lateral esquerda e, depois, refletido na parede lateral direita (R_8) e são calculados por:

$$R_7 = \sqrt{d^2 + (2W + y_{tx} - y_{rx})^2 + (h_t - h_{rx})^2} \quad (111)$$

$$R_8 = \sqrt{d^2 + (2W - y_{tx} + y_{rx})^2 + (h_t - h_r)^2} \quad (112)$$

Para os ângulos de incidência nos obstáculos, além dos ângulos já apresentados nos modelos anteriores, são acrescentados:

$$\theta_{7Pd} = \arctan\left(\frac{2W + y_{tx} - y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) - \text{Raio refletido na parede direita} \quad (113)$$

$$\theta_{7Pe} = \arctan\left(\frac{2W - y_{tx} + y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) - \text{e, depois, na parede esquerda} \quad (114)$$

$$\theta_{8Pe} = \arctan\left(\frac{2W - y_{tx} + y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) - \text{Raio refletido na parede esquerda} \quad (115)$$

$$\theta_{8Pd} = \arctan\left(\frac{2W + y_{tx} - y_{rx}}{\sqrt{d^2 + (h_t - h_r)^2}}\right) - \text{e, depois, na parede direita} \quad (116)$$

Para o coeficiente de reflexão nas paredes, foram utilizados os coeficientes de reflexão perpendicular (vertical), logo, a perda de percurso para este modelo de 08 raios, considerando $G_t = G_r(\theta) = 1$, tem-se:

$$\begin{aligned}
PL(dB)_{8 \text{ raios}} = & -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left| \frac{e^{-jkR_1}}{R_1} + R_{F2}(\theta_2) \frac{e^{-jkR_2}}{R_2} + R_{F3}(\theta_3) \cdot \frac{e^{-jkR_3}}{R_3} \right. \right. \\
& + R_{F4}(\theta_4) \cdot \frac{e^{-jkR_4}}{R_4} + R_{F5s}(\theta_{5s}) \cdot R_{F5p}(\theta_{5p}) \cdot \frac{e^{-jkR_5}}{R_5} \\
& + R_{F6s}(\theta_{6s}) \cdot R_{F6p}(\theta_{6p}) \cdot \frac{e^{-jkR_6}}{R_6} + R_{F7d}(\theta_{7Pd}) \cdot R_{F7e}(\theta_{7Pe}) \cdot \frac{e^{-jkR_7}}{R_7} \\
& \left. \left. + R_{F8d}(\theta_{8Pd}) \cdot R_{F8e}(\theta_{8Pe}) \cdot \frac{e^{-jkR_8}}{R_8} \right|^2 \right] \quad (117)
\end{aligned}$$

Numa outra forma, colocando e^{-jkR_1} em evidência, como seu módulo é unitário, a Equação (117), fica:

$$\begin{aligned}
PL(dB) = & -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left| \frac{1}{R_1} + R_{F2}(\theta_2) \frac{e^{-jk(R_2-R_1)}}{R_2} + R_{F3}(\theta_3) \cdot \frac{e^{-jk(R_3-R_1)}}{R_3} \right. \right. \\
& + R_{F4}(\theta_4) \cdot \frac{e^{-jk(R_4-R_1)}}{R_4} + R_{F5s}(\theta_{5s}) \cdot R_{F5p}(\theta_{5p}) \cdot \frac{e^{-jk(R_5-R_1)}}{R_5} \\
& + R_{F6s}(\theta_{6s}) \cdot R_{F6p}(\theta_{6p}) \cdot \frac{e^{-jk(R_6-R_1)}}{R_6} + R_{F7d}(\theta_{7Pd}) \cdot R_{F7e}(\theta_{7Pe}) \cdot \frac{e^{-jk(R_7-R_1)}}{R_7} \\
& \left. \left. + R_{F8d}(\theta_{8Pd}) \cdot R_{F8e}(\theta_{8Pe}) \cdot \frac{e^{-jk(R_8-R_1)}}{R_8} \right|^2 \right] \quad (118)
\end{aligned}$$

ou ainda:

$$\begin{aligned}
PL(dB) = & -10 \log \left[\left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot \left| \frac{1}{R_1} + R_{F2}(\theta_2) \frac{e^{jk(R_1-R_2)}}{R_2} + R_{F3}(\theta_3) \cdot \frac{e^{jk(R_1-R_3)}}{R_3} \right. \right. \\
& + R_{F4}(\theta_4) \cdot \frac{e^{jk(R_1-R_4)}}{R_4} + R_{F5s}(\theta_{5s}) \cdot R_{F5p}(\theta_{5p}) \cdot \frac{e^{jk(R_1-R_5)}}{R_5} \\
& + R_{F6s}(\theta_{6s}) \cdot R_{F6p}(\theta_{6p}) \cdot \frac{e^{jk(R_1-R_6)}}{R_6} \\
& + R_{F7d}(\theta_{7Pd}) \cdot R_{F7e}(\theta_{7Pe}) \cdot \frac{e^{jk(R_1-R_7)}}{R_7} \\
& \left. \left. + R_{F8d}(\theta_{8Pd}) \cdot R_{F8e}(\theta_{8Pe}) \cdot \frac{e^{jk(R_1-R_8)}}{R_8} \right|^2 \right] \quad (118a)
\end{aligned}$$

2.9.4 Modelo Simplificado

Quresh et. Al [6] propõem um modelo para cobertura V2V (veículo-a-veículo) em túneis rodoviários. É um modelo de radiopropagação, que utiliza um conjunto mínimo de parâmetros para estimar a perda de percurso em uma faixa aceitável. De acordo com a literatura, há uma queda acentuada nos valores da intensidade do sinal recebido, RSS - *Received Signal Strength*, inicialmente e, à medida que a distância entre os veículos em comunicação aumenta, RSS gradualmente se deteriora. A correlação inversa entre o valor RSS e a distância entre os veículos em comunicação exige que a perda de caminho no túnel seja logaritmicamente proporcional à distância entre os nós de comunicação, conforme mostrado a seguir:

$$PL(dB) = k \log_{10}(d) \quad (119)$$

Onde $PL(dB)$ denota a principal componente da perda de caminho, d é a distância entre o veículo transmissor (Tx) e o veículo receptor (Rx), e k representa uma constante de proporcionalidade determinada usando propriedades físicas do túnel rodoviário. O valor de k também depende das características do sinal de rádio, como o comprimento de onda do sinal transmitido. Dessa forma, o cálculo proposto de k é mostrado na Equação (120) e na Equação (121), onde h , w e λ representam a altura do túnel rodoviário, a largura do túnel e o comprimento de onda do sinal transmitido, respectivamente, e $r (= h - w)$ é a diferença entre a altura e a largura do túnel rodoviário.

$$k = r + \frac{w}{h\lambda}, \quad \text{se } w > h \quad (120)$$

$$k = r + \frac{h}{w\lambda}, \quad \text{se } w < h \quad (121)$$

O impacto de obstáculos em movimento na propagação de rádio pode ser estimado usando o modelo simples gume de faca, pois este modelo pode ser aplicado em situações onde o comprimento de onda do sinal de rádio é significativamente menor do que o tamanho do obstáculo de rádio. Portanto, o modelo gume de faca é adequado para a comunicação veicular. Como estamos, neste trabalho, fazendo medições com o túnel vazio e a largura do túnel é maior que a altura do túnel, estaremos considerando somente as Equações (119) e (120) para a

perda entre transmissor e receptor. Veremos, nos resultados, que este modelo tem bom ajuste aos dados obtidos das medições.

CAPÍTULO 3 – CARACTERÍSTICAS ADICIONAIS DE PERDA DENTRO DO TÚNEL

Sob o ponto de vista teórico, os túneis podem ser considerados guias de onda ocultos cercados por um meio dielétrico com perdas, como concreto e solo, porém, existem outros fatores de perda: geometria do túnel, rugosidade das paredes do túnel, inclinação, acoplamento da antena, espalhamento em junções, as curvas de túnel mais severas, além de considerar a presença de outros objetos (carros, caminhões, pedestre).

3.1 Parâmetros Relevantes

1. *Geometria do túnel*: tem influência na atenuação, especialmente com o aumento da frequência do sinal. Suas seções transversais podem ser classificadas em: retangulares, circulares, arqueadas e ovais, conforme ilustrado na Figura 23, respectivamente, em a, b, c e d.

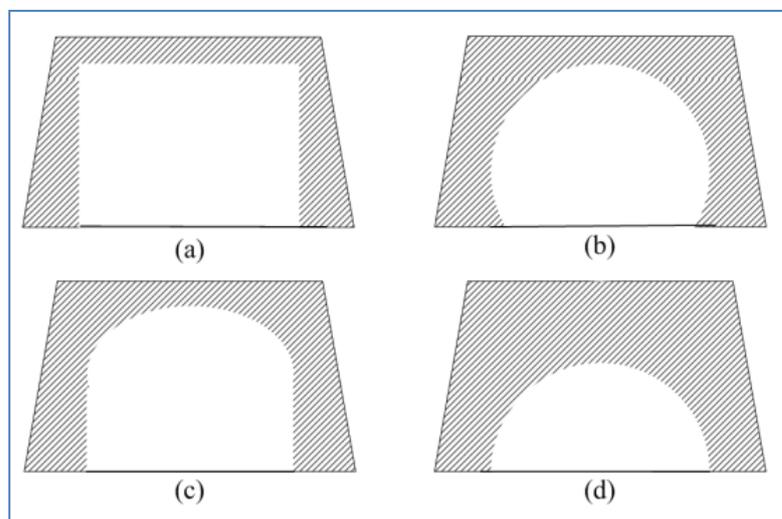


Figura 23. Formas de seções transversais típicas em túneis [21]

Quanto maior a área das seções transversais, menor é a taxa de atenuação. Quando o diâmetro ou o lado maior é maior do que cerca de quinze vezes o comprimento de onda do espaço livre, a taxa de atenuação é muito baixa e dificilmente relacionada à forma das seções

transversais e não depende mais da área das seções transversais do túnel [24]. Tipicamente, as análises são aplicadas nas seções transversais retangulares e circulares.

A equação geral para a atenuação do sinal dentro do túnel, devido sua seção transversal [24], é calculada por:

$$\alpha = \kappa \cdot \lambda^2 \left[\frac{\epsilon_r}{w^3 \sqrt{\epsilon_r - 1}} + \frac{1}{h^3 \sqrt{\epsilon_r - 1}} \right] \quad (122)$$

onde:

α é a atenuação do sinal dentro do túnel, em dB/m.

w é a largura máxima do túnel, em metros.

h é a altura máxima, em metros.

λ é o comprimento de onda, em metros.

ϵ_r é a permissividade relativa das paredes, teto e piso do túnel.

κ é o coeficiente *variante* com a forma do túnel, podendo assumir os valores: $\kappa = 5,09$ para túneis circulares, $\kappa = 4,343$ para túneis retangulares, $\kappa = 5,13$ para túneis arqueados e $\kappa = 4,45$ para túneis ovais.

As paredes do túnel não são estruturas de guia de ondas uniformes e consistentes, e a rugosidade de cada parede do túnel causará atenuação do sinal de propagação. A inclinação das paredes do túnel também causará perda de sinal [25]. Neste trabalho, a rugosidade das paredes não é levada em consideração, para fins de cálculos, e usamos o valor para o concreto seco de $\epsilon_r = 5$ e para o asfalto, o valor 4, pois sua faixa de variação é de 3 a 5, conforme podem ser vistos na Tabela 4.

2. Propriedades eletromagnéticas de paredes: na maioria dos túneis, a influência da condutividade pode ser negligenciada, uma vez que não é suficientemente alta desde que as constantes dielétricas das paredes do túnel (laterais, teto e piso) sejam aproximadamente iguais e a largura do túnel seja maior que sua altura. A permissividade da rocha, por exemplo, é relativa à saturação da água, frequência e litologia. A permissividade de rocha aumenta com a saturação de água e diminui com a frequência, mas tende a um valor estável quando $f > 100$ MHz. Quando a condutividade da água dos poros é grande o suficiente, a condutividade do túnel aumentará acentuadamente com a umidade. Assim, o efeito da condutividade da parede depende da condutividade da água dos poros. Quando a condutividade é baixa, o efeito é

pequeno e insignificante, no entanto, quando a condutividade é grande o suficiente, a umidade das paredes do túnel irá causar atenuação significativa das ondas eletromagnéticas em propagação [21], [26]. Pode-se notar na Tabela 4, que o conteúdo de água afeta a característica elétrica das rochas e solos. Isto se dá porque as moléculas de água têm efeito dissipador nas ondas eletromagnéticas, o que atenua a propagação da onda no meio.

Tabela 4. Permissividade dielétrica relativa e condutividade elétrica observadas em diferentes materiais. Adaptado de [27].

Materiais Secos	ϵ_r'	σ_0 (mS/m)	Materiais Saturados	ϵ_r'	σ_0 (mS/m)
Ar	1	0	Água destilada	81	0,01
Areia seca e cascalho	2 – 6	0,01	Água fresca	81	0,5
Argila seca	5	2	Água do mar	81	3000
Folhelho e siltito seco	5	1	Areia saturada	20 – 30	0,1 – 1
Calcário seco	4	0,5	Silte saturado	10	1 – 10
Solo arenoso seco	2,6	0,14	Argila saturada	40	1000
Solo argiloso seco	2,4	0,27	Solo arenoso saturado	25	6,9
Sal seco	5 – 6	0,01 – 1	Solo argiloso saturado	15	50
Granito seco	5	0,01	Arenito saturado	20 – 30	40
Basalto seco	6	1	Siltito saturado	30	100
Diabásio seco	7	10	Folhelho saturado	7	100
Ferro	1	10^9	Calcário saturado	8	2
Aço	1	∞	Granito saturado	7	1
PVC	8	0	Basalto saturado	8	10
Asfalto	3 – 5	0	Diabásio Saturado	8	100
Concreto Seco	5,5	0	Concreto saturado	12,5	0

3. *Posição e radiação das antenas:* A atenuação do sinal pode ser reduzida usando antenas com padrão de radiação adequado em locais apropriados. Enquanto as antenas omnidirecionais oferecem melhor cobertura de sinal nas regiões do túnel NLOS, as antenas direcionais apresentam melhor desempenho nas regiões LOS [21]. A posição ideal para o transmissor é no meio da seção transversal do túnel, enquanto que o transmissor instalado na parede do túnel exibe a pior característica de propagação [21]. Ao mover o transmissor em direção à parede do túnel, a propagação se torna mais complexa.

4. *Obstáculos e tráfego em túneis:* causam atenuação adicional e aumentam o atraso no espalhamento do sinal de rádio. As reflexões dos veículos que trafegam nos túneis aumentam o atraso, logo uma largura de banda suficiente é necessária para garantir a qualidade da

comunicação. As perdas de propagação do sinal causadas por veículos em túneis dependem mais de seu número e dimensão do que sua posição relativa dentro do túnel [21]. A perda de propagação em túneis pode variar consideravelmente de acordo com o tráfego dentro deles.

5. *“Região distante” vs. “Região próxima” dentro do túnel*: O túnel pode ser dividido em duas regiões com base no chamado ponto de quebra (*breakpoint*): a região próxima e a região distante [21]. As propriedades estatísticas dos canais de túnel e características de desvanecimento rápido são muito diferentes antes e depois do ponto de quebra, portanto, a determinação precisa do ponto de quebra é importante para futuras medições e modelos de canal para túnel.

6. *Zonas de propagação típicas nos túneis*: devido à sua estanqueidade, ou seja, "sem vazamento", os raios refletidos podem permanecer muito fortes e se tornarem mais dominantes no sinal recebido. Considerando as longas características de atraso causadas pelas reflexões nos túneis, as medições do canal de túneis em diferentes zonas de propagação devem ser conduzidas. Existem aproximadamente três zonas de propagação típicas em túneis, isto é: LOS (zona em visada direta), N-LOS (zona sem visada direta) e Longe-LOS (F-LoS, zona em visada, mas distante do transmissor).

CAPÍTULO 4 – AMBIENTE E *SETUP* DE MEDIÇÃO

4.1 Local da Medição

As medições foram realizadas no Túnel Engenheiro Raymundo de Paula Soares, popularmente conhecido como Túnel da Covanca, inaugurado em 1997. Localizado na cidade do Rio de Janeiro, é um dos túneis da Linha Amarela, via expressa carioca, que liga o bairro de Jacarepaguá (emboque sul) e o da Água Santa (emboque norte), próximo à praça de pedágio. É considerado um túnel "quase" reto, encurvando no entorno de 1369,5 metros (sentido Jacarepaguá-Água Santa), e de formato circular, conforme observado nas Figuras 25 e 26, respectivamente. Constituído de duas galerias paralelas com a extensão de 2.187 metros, atravessando a Serra dos Pretos-Forros, com 03 faixas, separadas em aproximadamente 12 m de largura. A Figura 24 mostra as dimensões e a entrada do túnel e a linha vermelha representa o trecho com curvatura, iniciando em 1339,69 m.

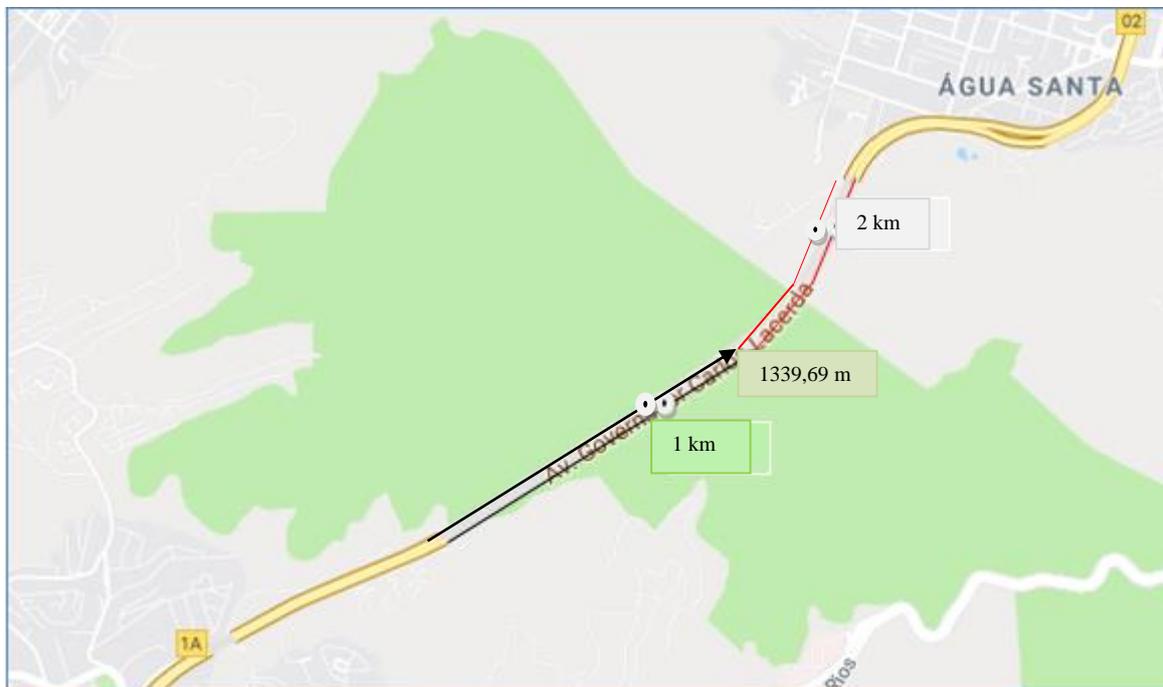
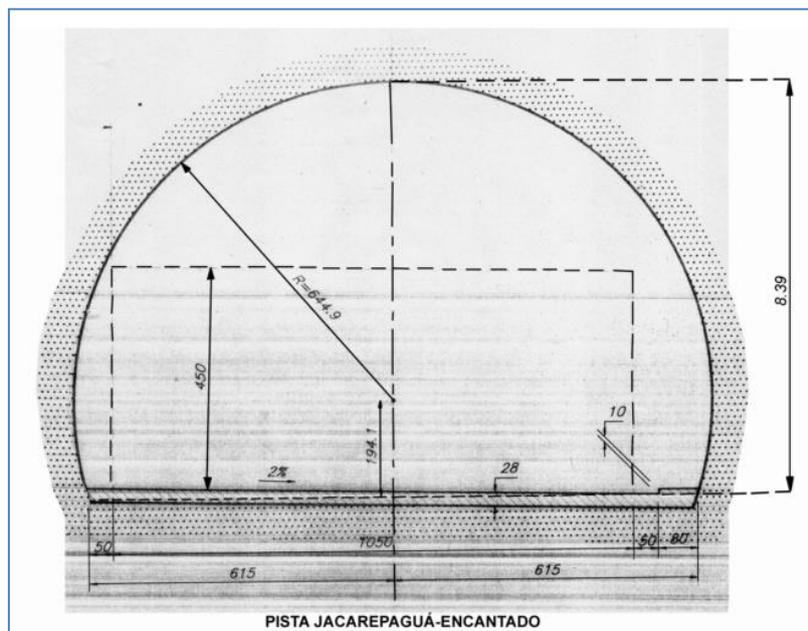


Figura 24. Vista de cima do Túnel da Covanca. [Google Maps]

A Figura 25 apresenta em (a) o carro que se deslocou ao longo da pista central, transportando o sistema receptor, com um longo trecho reto à frente, enquanto em (b), está a planta com as dimensões da seção transversal do túnel.



(a)



(b)

Figura 25. Túnel da Covanca: (a) Foto tirada da entrada do túnel - (b) Planta baixa da seção transversal do túnel. [28]

4.2 Descrição do *Setup* de Medição

No *setup* de medição foi utilizado um sistema fixo de transmissão, equivalendo à infraestrutura do sistema V2I, e utilizadas uma antena direcional para a transmissão e outra omnidirecional para a recepção. As medições foram realizadas no período noturno e sem tráfego de veículos, de forma que foi possível manter a velocidade do veículo praticamente constante durante todo o percurso, igual a 20 km/h. O veículo deslocou-se sempre usando o meio da pista central, sentido Jacarepaguá → Água Santa, portanto as antenas receptoras e manteve sempre equidistante das paredes laterais, de 6,15m, e a 1,5 m do solo, como mostra a Figura 25a, enquanto a antena transmissora ficou no canto esquerdo da pista, a uma distância de 2 m da parede lateral esquerda e a 5,0 m do solo, conforme Figura 26. Foi usada a permissividade relativa das paredes (ϵ_r) igual a 5,5 (concreto seco) e do solo igual a 4, visto que é um valor entre 3 e 5, conforme visto na Tabela 4.

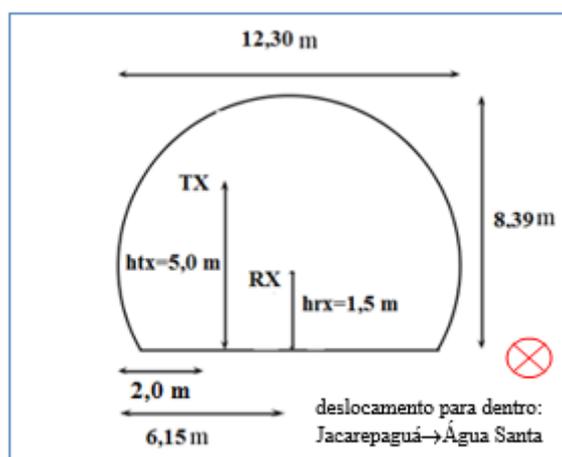


Figura 26. Posicionamento das antenas TX e RX no Túnel da Covanca.

4.2.1 *Setup* de Transmissão

No transmissor, uma única portadora em 5,8 GHz foi gerada por um gerador de sinal vetorial, com nível de saída em 10dBm. Este tom é encaminhado à antena, numa altura de 5 metros do solo, instalada na carroceria de um caminhão, estacionado na pista sentido Méier, como mostra a Figura 27. Havia visada ao receptor até uma distância de 1339,69 m, conforme será constatado adiante pelas medições, e o percurso total foi igual a 1876,90 m. A Tabela 5 descreve os equipamentos utilizados e conectados na transmissão.

Tabela 5. Descrição dos equipamentos na transmissão

Equipamento	Descrição
Gerador vetorial de sinal MG2710 - ANRITSU	10 kHz - 6 GHz
Antena Direcional OIW-5817P090V - IWTECH	G = 17 dBi. Abertura: V = 7°, H = 90° 5725 -5850 MHz, 50 ohms, 100 W



Figura 27. Setup de Sistema Transmissor

O diagrama de radiação da antena transmissora é mostrado na Figura 28:

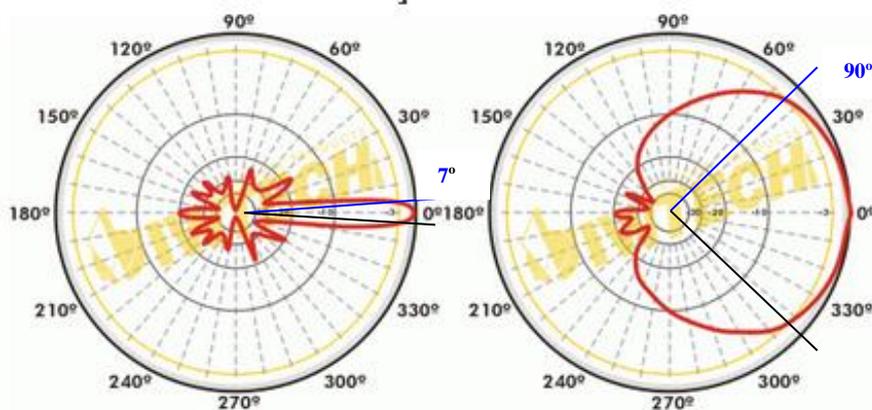


Figura 28. Diagrama de radiação vertical (esq.) e horizontal (dir.) da antena TX. [fonte: Apêndice B]

Considerando as perdas e ganhos de potência na transmissão, a potência efetivamente radiada (EIRP) foi calculada conforme a seguir:

$EIRP = \text{Potência de saída do gerador de sinais } (=10 \text{ dBm}) + \text{Ganho da antena de transmissão } (= 17 \text{ dBi}) - \text{Perda nos cabos e conectores } (= 3\text{dB}) \rightarrow EIRP = 24 \text{ dBm}$

4.2.2 Setup de Recepção

Para a recepção, a Tabela 6 descreve os equipamentos utilizados e conectados na recepção:

Tabela 6. Descrição dos equipamentos do sistema receptor

Equipamento	Descrição
Inversor e bateria	Inversor de 600 watts e bateria de 60 Ah/12 volts
Antena Omnidirecional AIR-ANT2547V-NCISCO(Dual-band)	2400–2483 MHz- G = 4dBi, HPBW = 30° 5150–5875 MHz- G=7 dBi, HPBW = 14° 50 ohms
Analizador Vetorial de Rede ¹ / Analizador de Espectro ² portátil MS2034A - ANRITSU	2 MHz a 4 GHz ¹ / 9 kHz a 4 GHz ²
Laptop DELL	-
Cabos Coaxiais + Conexões	Perda de 3 dB (cabo + conexões)

A antena omnidirecional da recepção permitiu que os multipercursos do sinal transmitido, oriundos de todas as direções, fossem capturados. Seus diagramas, vertical e horizontal, são vistos na Figura 29.

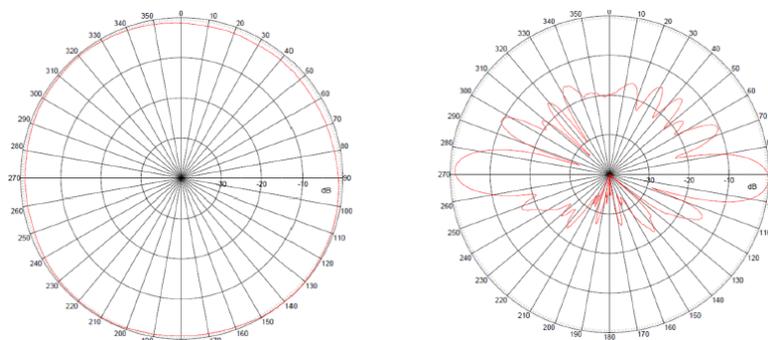


Figura 29. Diagrama de radiação horizontal (esq.) e vertical (dir.) da antena RX. [fonte: Apêndice B]

O sistema RX montado é mostrado na Figura 30. O sinal que vem da antena, montada no topo do carro, é conduzido via cabo ao analisador de espectro e salvo em arquivo interno do mesmo. Ao final, foi convertido e salvo em arquivo no *laptop*.



Figura 30. Setup do Sistema Receptor.

O veículo deslocou-se sempre na pista central e a distância entre cada captura coletada foi calculada em função da distância total do percurso e a velocidade constante do veículo, de 20 km/h.

CAPÍTULO 5 – ANÁLISE DE RESULTADOS

Para este trabalho, foram realizadas medições no sentido de afastamento ao sistema transmissor dentro do túnel (sentido: Jacarepaguá → Água Santa). Através do processamento dos dados, é feita a análise sobre o comportamento estatístico da variação do sinal, tanto em grande quanto em pequena escala, de forma a avaliar o comportamento do canal V2I em túnel. Em seguida, será estudada a cobertura de sinal no mesmo cenário, ajustando modelos à perda média de sinal no ambiente sondado, verificando o de melhor ajuste. A caracterização e a modelagem da perda de percurso, utilizando comparações com os modelos existentes na literatura, são ferramentas que orientam o trabalho dos engenheiros de planejamento de sistema.

5.1 Análise do Sinal

Foram realizadas medições considerando o cenário de “afastamento ao sistema transmissor dentro do túnel”, sentido Jacarepaguá → Água-Santa, como descrito no capítulo anterior. Considerando que durante a medição o equipamento não capturou medidas no intervalo das distâncias entre 518,36 m a 781,71 m, como mostra a Figura 31, e como o valor do ponto de quebra (*breakpoint*), calculado pela Equação (70), foi igual a 580 m, ou seja, justamente dentro deste intervalo em que não houve medições, o trajeto total foi dividido em dois trechos, inicialmente: trecho 1 (de 4 m até 518,3675 m) e trecho 2 (de 781,7107 m até 1.876,90 m).

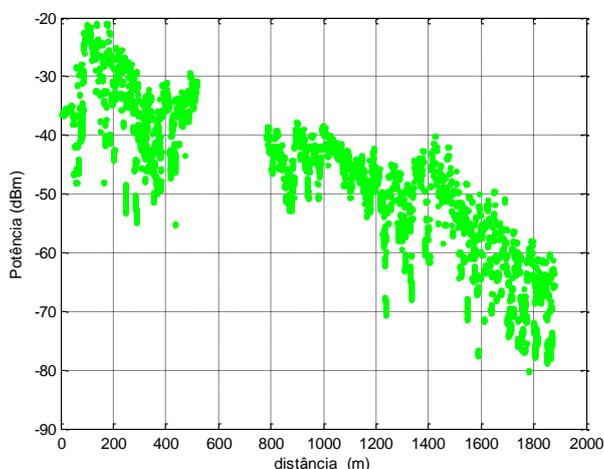


Figura 31. Nível de potência recebida ao longo do percurso no túnel.

O trecho 2 foi sub-dividido em duas partes, uma vez que a partir de 1339,69 m o receptor já deixa de ter visada do transmissor, pois há uma curvatura no percurso, à esquerda, verificada *in loco*, a partir da qual o sinal passa a ter uma queda mais acentuada, observável na Figura 25 (item 4.1). Com isso, verificam-se três regiões típicas identificadas pelas medições: a próxima, em visada (LOS); a distante em visada (F-LOS) e a sem visada (NLOS), ainda mais distante, onde o sinal recebido passa a chegar por difração e reflexões, não havendo mais visada. A Figura 33 destaca as três regiões citadas.

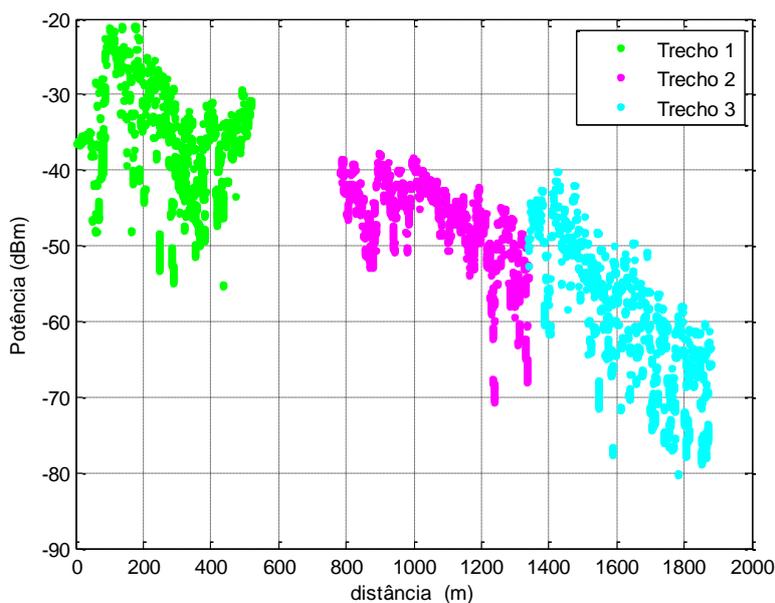


Figura 32. Regiões distintas consideradas ao longo do percurso no túnel.

5.1.1 Variabilidade do sinal

Como se observa na Figura 32, o sinal medido mostra grande variabilidade ao longo da distância (ou tempo). Após a separação em 2 trechos, citada anteriormente, os dados foram processados no *software* MATLAB® a fim de se alcançar os objetivos previstos. Iniciando com o estudo da variabilidade nos dois trechos, usou-se a técnica de setorização empregando setores de 40λ [14] nos dados medidos de nível de sinal recebido versus distância dentro do túnel, e o sinal setorizado é mostrado na Figura 34, para ambos os trechos de sinal medido: trecho 1 (de 4 m até 518,3675 m) e trecho 2 (de 781,7107 m até 1.876,90 m).

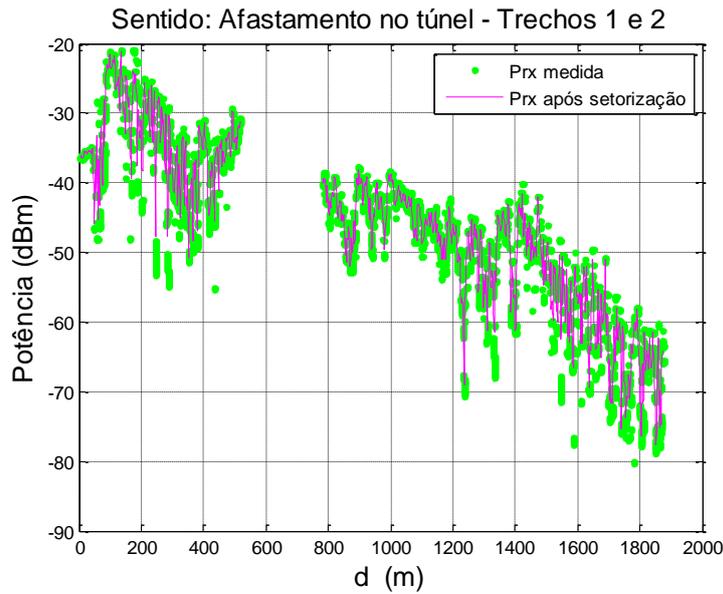


Figura 33. Sinal medido e sinal de *fading* lento com perda obtido com a setorização aplicada aos dois trechos.

Para o trecho 1, foram coletadas 115.159 amostras ao longo do túnel numa extensão de 518, 368 m, equivalente a uma distância de 10.022λ , sendo $\lambda = 0,0517\text{m}$ (na frequência de 5.8GHz). Dessa forma, um total de 252 setores foi tomado para o trecho 1, sendo o último setor com um número menor de amostras. Com isso, o sinal que corresponde ao sinal de *fading* em larga escala somado à perda média no percurso, passou a ter 252 amostras. O mesmo foi feito para o trecho 2, obtendo-se 459 amostras de sinal (*fading* em grande escala somado à perda média de percurso).

Para a potência média no percurso, o sinal obtido após a setorização (*fading* lento + *path loss*) deve ser ajustado por uma curva, que representará a *path loss*, aqui denominada de PRxajus. Através da função *cftool* do MATLAB®, o melhor ajuste para o trecho 1 foi com a função exponencial, como se vê na Figura 34:

$$PRxajus1 = -30.86 * \exp(0.000368 * d1).$$

Para o trecho 2, o melhor ajuste foi também a função exponencial, como se vê na Figura 35:

$$PRxajus2 = -27,26 * \exp(0.000474 * d2).$$

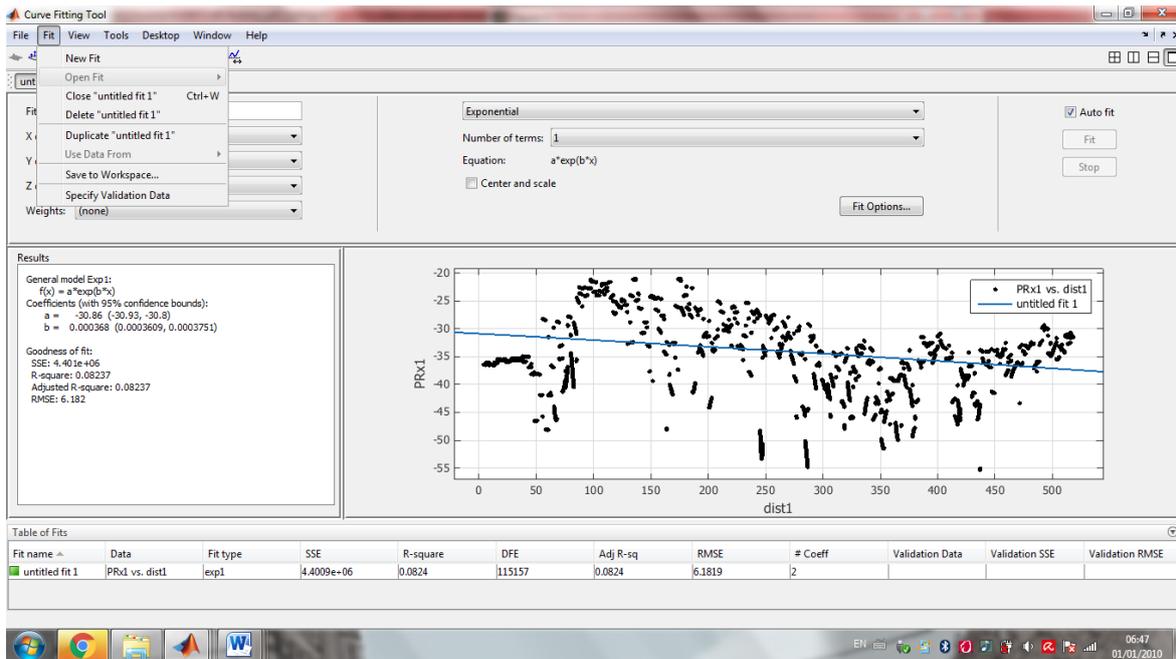


Figura 34. MATLAB (função *cftool*): Melhor ajuste para o trecho 1: função exponencial

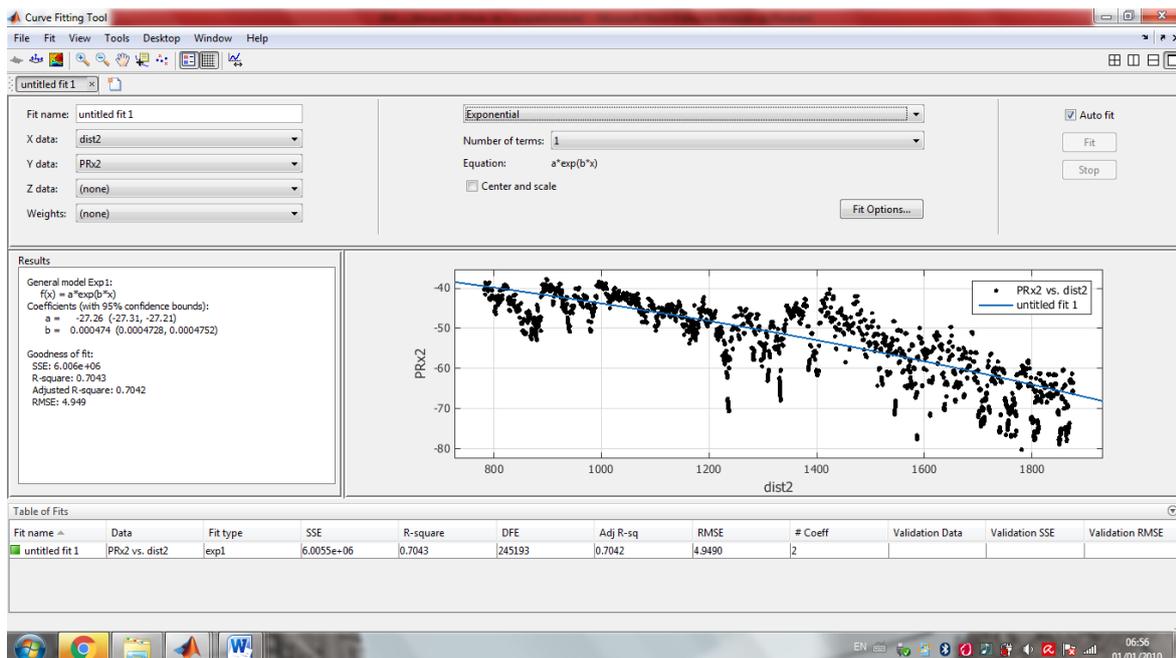


Figura 35. MATLAB (função *cftool*): Melhor ajuste para o trecho 2: função exponencial

Assim, para o nível de sinal do *fading* rápido puro, sem o efeito de queda, basta subtrair o sinal medido em cada trecho i pelo ajustado, PRx_{ajusi} . De posse deste sinal, o mesmo é transformado em tensão, obtendo-se a envoltória do sinal de *fading* em pequena escala de forma pura, como se vê na Figura 36, transformado em tensão associada a cada nível de sinal, para que possa ser determinada a estatística de grande escala da envoltória do

sinal no trecho. Observa-se que a maior variabilidade do sinal está ocorrendo no início e no final das medições, enquanto a parte central mostra menor variabilidade do mesmo.

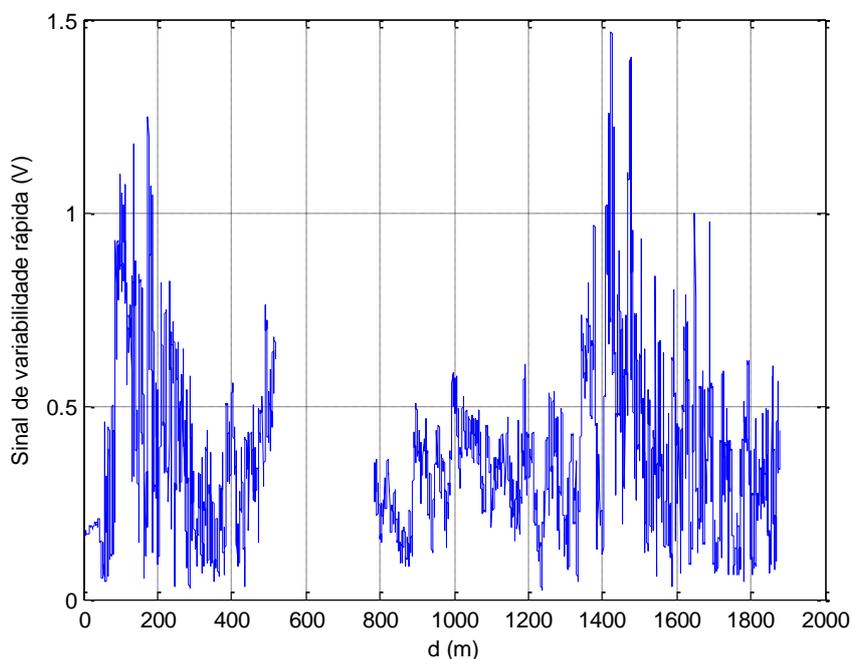


Figura 36. Envoltória do sinal de fading em pequena escala.

A estatística do sinal da variabilidade rápida foi realizada através da função densidade de probabilidade (*f.d.p.*) do sinal então obtido. Dentre as melhores ajustadas para o trecho 1, obtém-se, com o auxílio da função *dfittool* do MATLAB®, as *f.d.p.*'s mostradas na Figura 38. Nesta, observa-se que os muitos valores baixos (até 0,2 V, correspondendo a distâncias até cerca de 60 m) acarretam em trazer o histograma da Figura 37 mais para a esquerda, influenciando tanto nas estatísticas do *fading* rápido como do lento.

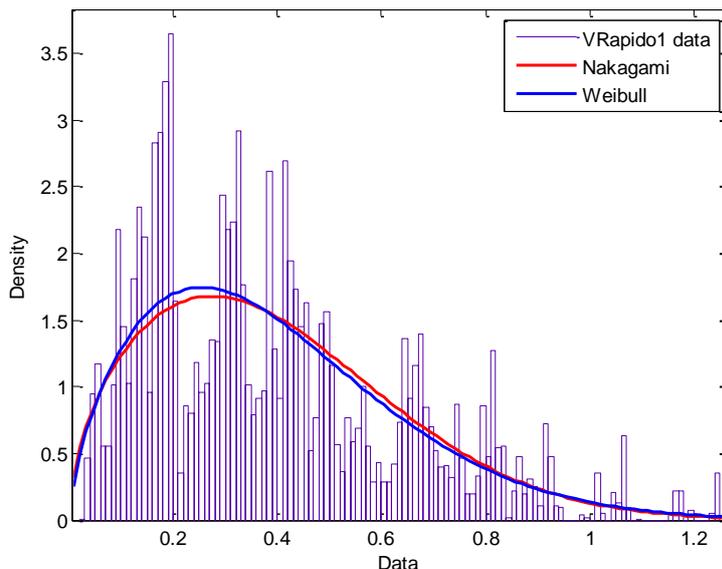


Figura 37. f.d.p. da envoltória do sinal de *fading* em pequena escala, trecho 1

Da mesma forma, obtém-se o ajuste de f.d.p.'s para a envoltória do sinal de *fading* rápido para o trecho 2 (de 781,7107 m até 1.876,90 m), mostrado na Figura 38 e observar na figura que praticamente se sobrepõem: RMSE Rayleigh = 67964,3; RMSE Nakagami = 67976,8, com $m = 1,013$ (em $m = 1$ Nakagami recai na Rayleigh) e RMSE Rice = 67964,2 (Rice recai na Rayleigh praticamente).

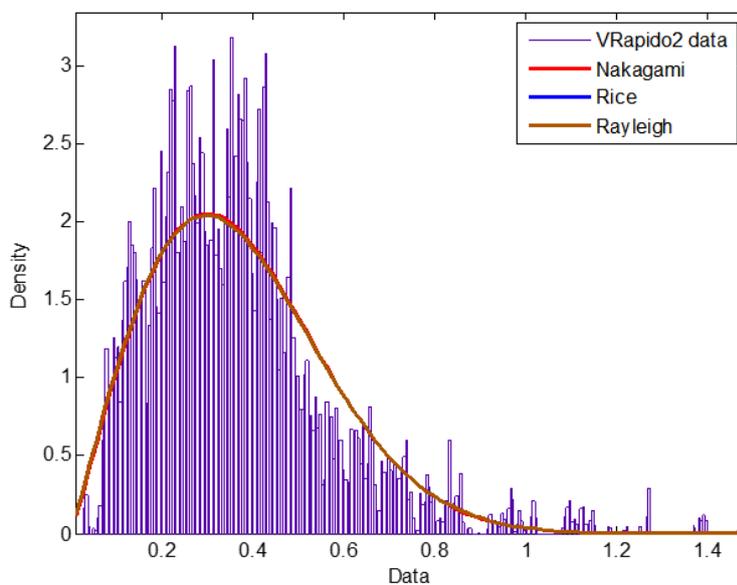


Figura 38. Envoltória do sinal de *fading* em pequena escala, trecho 2.

Na Tabela 07, os valores de máxima verossimilhança (*log likelihood*) dos ajustes das *f.d.p.*'s nos dois trechos são dados, de forma a se observar o melhor ajuste em cada trecho, que equivale ao maior valor de verossimilhança, destacado em negrito. Observa-se que Weibull foi a *f.d.p.* de melhor ajuste em ambos os trechos, seguida de Nakagami. No trecho 1, $m < 1$, significando um canal um pouco pior que Rayleigh, composto de muitos multipercursos, resultando em grandes variações no sinal. Já no trecho 2, m foi ligeiramente maior que 1, significando um ambiente um pouco melhor que Rayleigh, com menores variações de sinal.

Tabela 7. Log verossimilhança dos ajustes de *f.d.p.*'s ao sinal de fading rápido.

F.D.P.	Nakagami	Rayleigh	Rice	Weibull
Trecho 1	10676.2 (m = 0.767168)	7726.51	7726.51	11323.1
Trecho 2	67976.8 (m = 1.01271)	67964.3	67964.2	68399.2

Para melhor análise estatística da variabilidade rápida de sinal no canal, o trecho 2 foi dividido em 2 trechos: o primeiro, renomeado de trecho 2, que coincide com as medidas obtidas ainda em LOS, de 781,71 m a 1339,69 m, que mostram uma queda de sinal menos acentuada e com menor variabilidade que o terceiro trecho. Este, por sua vez, chamado de trecho 3, vai de 1339,69 m a 1.876,90 m, onde a recepção ocorre por difração e reflexões já que o túnel se encurva e o receptor deixa de ter visada, passando à situação NLOS, como identificado na Figura 25.

A Figura 39 mostra a envoltória do sinal de variabilidade rápida nos três trechos, agora considerados.

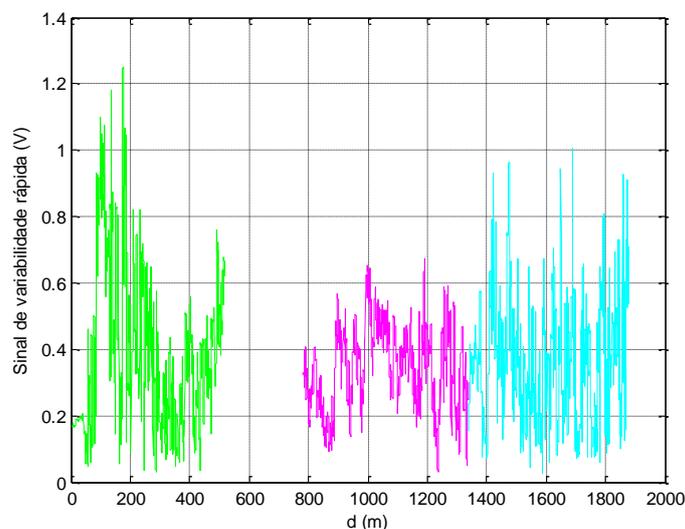


Figura 39. Envoltória do sinal de fading em pequena escala, nos três trechos.

Novamente se aplicou o ajuste aos 2 novos trechos, em vez do único trecho considerado nos resultados anteriores. Com isto, a log-verossimilhança dos ajustes obtidos no novo trecho 2 e no trecho 3, são apresentados na Tabela 8.

Verifica-se, agora, que a *f.d.p.* do trecho 2 é do tipo Weibull, muito próxima da segunda colocada, Rice, indicando um sinal com multipercursos, mas de visada direta mais forte, visto que Rayleigh ficou em quinta colocação. Observar que a Normal e, depois, a Nakagami têm um ajuste muito próximo e que $m \approx 1,87$ mostra que o trecho tem visada.

Tabela 8. Log verossimilhança dos ajustes de *f.d.p.*'s ao sinal de fading rápido

F.D.P.	Nakagami	Rayleigh	Rice	Weibull	Normal
Trecho 2	80888,8 ($m = 1,86574$)	68882,2	82512,3	82859,8	81941,7
Trecho 3	38281,5 ($m = 1.08342$)	38040,5	38075,5	38202,1	31297,7

A Figura 40 mostra as *f.d.p.*'s ajustadas no novo trecho 2.

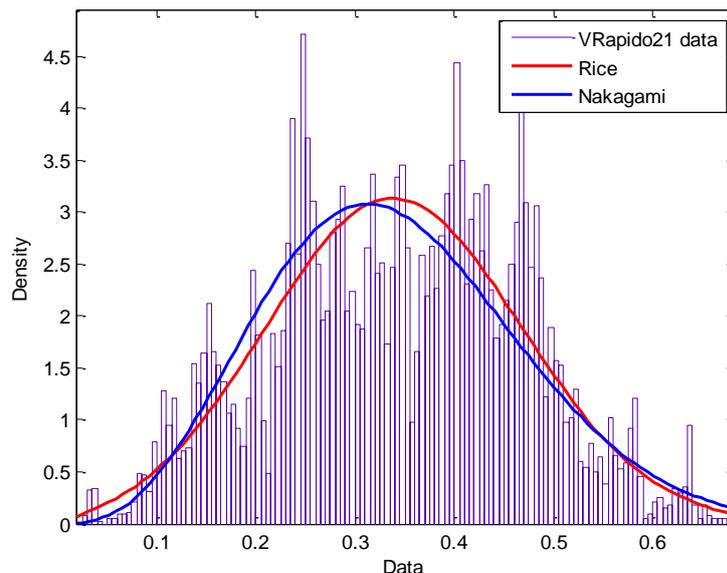


Figura 40. F.d.p. da envoltória do sinal de fading em pequena escala, trecho 2.

No terceiro trecho, Figura 41, Nakagami foi a distribuição de melhor ajuste, com m ligeiramente maior que 1, indicando um trecho um pouco melhor que Rayleigh, visto que com $m = 1$ a Nakagami recai na Rayleigh. Isto pode ser observado na Figura VI, confirmado pelo melhor ajuste de Rice do que de Rayleigh, entretanto com maior variabilidade que o trecho 2. Neste trecho 3, a Normal foi a distribuição de pior ajuste, como era de se esperar para uma

região onde o sinal é recebido por difração e reflexões, estas mantidas pela canalização do sinal ao longo do túnel.

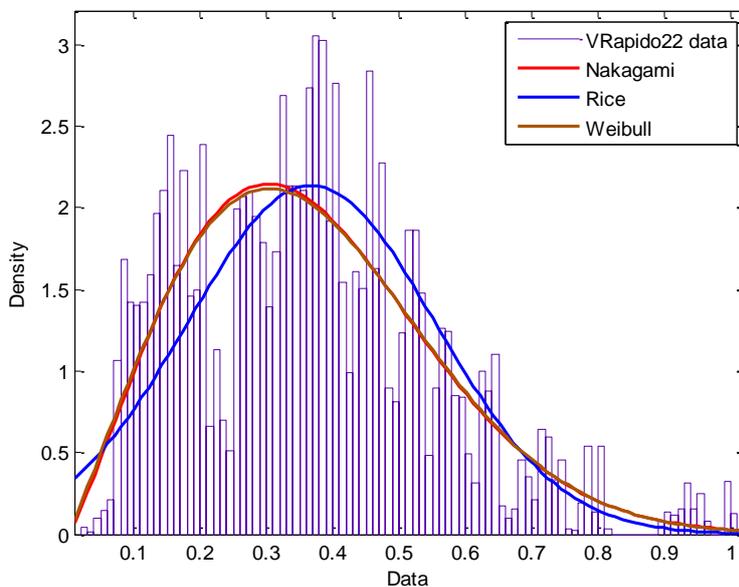


Figura 41. f.d.p. da envoltória do sinal de fading em pequena escala, trecho 3.

Finalmente, para a estatística de grande escala, a perda média é subtraída do sinal obtido após a setorização, chegando-se ao sinal puro de *fading* lento, exemplificado na Figura 42, para o trecho 1.

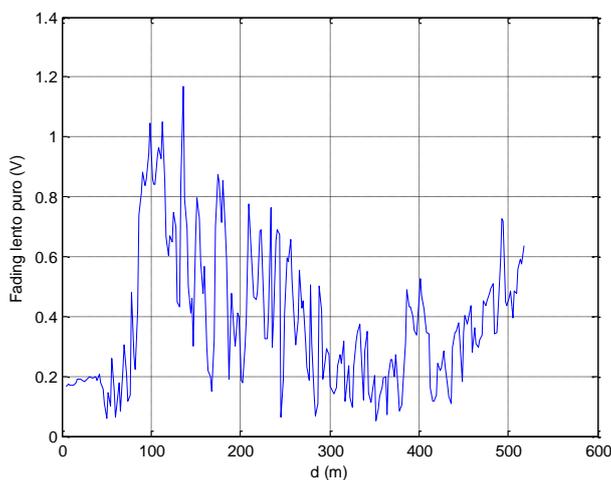


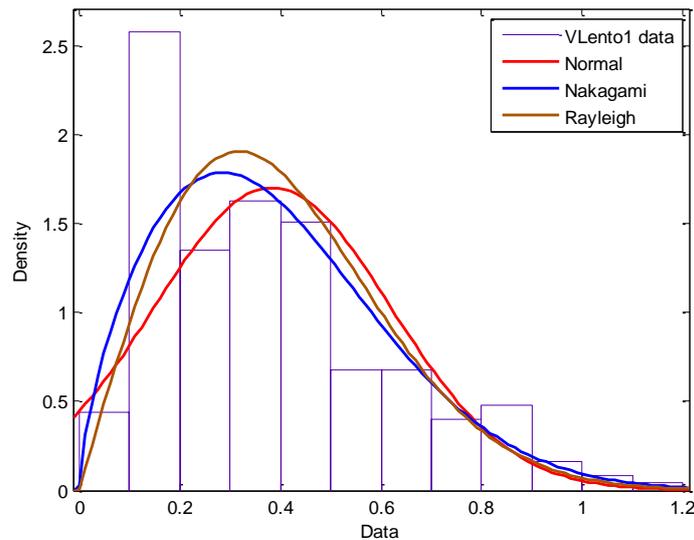
Figura 42. Envoltória do sinal de fading em grande escala, trecho 1.

Quanto aos ajustes das *f.d.p.'s*, os resultados de log-verossimilhança estão na Tabela 9, para os dois trechos.

Tabela 9. Log verossimilhança dos ajustes de *f.d.p.* 's ao sinal de fading lento.

F.D.P.	Nakagami	Rayleigh	Rice	Weibull	Normal
Trecho 1	37,569 (m = 0.834252)	34.6684	34.6684	39.0443	8,5217
Trecho 2	176.918 (m = 1.10646)	175.246	175.246	175.247	124.593

Na Figura 43, se vê as distribuições ajustadas para o trecho 1, e na Figura 44, para o trecho 2.

**Figura 43. F.d.p. da envoltória do sinal de fading em grande escala, trecho 1.**

Observa-se que no trecho 1, Weibull foi o melhor ajuste, seguido de Nakagami, enquanto no trecho 2 ocorreu o inverso. Em ambos os trechos, a Normal foi o pior ajuste, diferentemente do que ocorre em ambientes abertos ou menos confinados, onde a normal tem sido o ajuste mais frequente [9], [10] e [14].

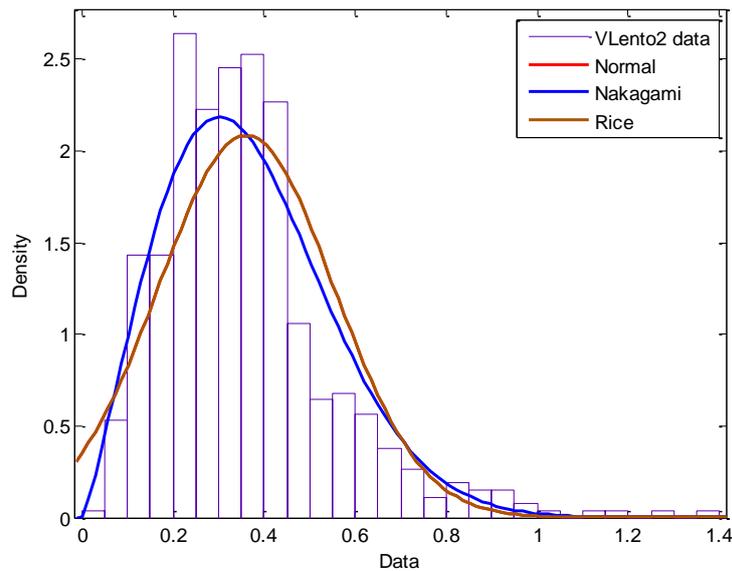


Figura 44. *f.d.p.* da envoltória do sinal de *fading* em grande escala, trecho 2.

5.1.2 Cobertura de sinal

Para se entender o comportamento do sinal dentro do túnel, os diversos modelos de predição, citados no capítulo 2, foram ajustados ao nível médio de potência medida ao longo do mesmo. Antes, porém, vale citar que, como a Terra pode ser considerada plana até distâncias de 3,41 km, já explicado no item 2.8, e como o máximo de distância sondada dentro do túnel foi 1.876,90 m, o cálculo de enlace pode ser feito considerando não só Terra plana, como lisa, também, conforme cálculo lá determinado. Isto vai acarretar em simplicidade no cálculo do ajuste do modelo de 2 raios, o direto entre transmissor (TX) e receptor (RX) e o refletido no solo.

Dentre os modelos ajustados, estão: espaço livre; log-distância; múltiplas inclinações: *dual slope* e *triple slope*; traçado de raios: 2, 4, 6, e 8 raios; e o modelo simplificado V2I para túneis. Para o cálculo de todos, suas equações, dadas no capítulo 2, foram usadas em programação desenvolvida no MATLAB, onde são tomados os mesmos parâmetros básicos usados nas medições, ou seja:

$P_{tx} = 10 \text{ dBm}$ → potência à saída do gerador vetorial de sinal;

$G_{tx} = 15 \text{ dBi}$ → ganho da antena transmissora;

$G_{rx} = 7 \text{ dBi}$ → ganho da antena receptora;

$h_{tx} = 5 \text{ m}$ → altura da antena transmissora;

$h_{rx} = 1,5 \text{ m}$ → altura da antena transmissora;

$f = 5,8 \text{ GHz}$ → frequência;

$L_{ctx} = 3 \text{ dB}$ → perda no cabeamento e conexões do receptor.

$L_{crx} = 3 \text{ dB}$ → perda no cabeamento e conexões do receptor.

Como, em geral, os modelos tratam de perda de sinal no percurso, os níveis de sinal recebidos medidos foram transformados em perda de sinal no percurso (PL), usando a seguinte transformação:

$$PL_{dB} = P_{tx,dBm} - L_{ctx} + G_{tx} - L_{crx} + G_{rx} - P_{rx} \quad (123)$$

onde P_{rx} é o nível de potência medido ao longo da distância, de 4 m a 1.876,90 m.

1. Espaço livre:

Este modelo só é calculado para fins de comparação, pois sabemos que o fator de atenuação com a distância é igual a 2, significando 20 dB/década de atenuação.

2. Modelo Log-distância:

Foram tomados dois trechos, inicialmente, realizando um ajuste de curva aos valores medidos de perda, determinando-se:

$n_1 = 0,2097$ para o coeficiente de perdas do primeiro trecho ajustado (4 m a 518,36 m).

$n_2 = 6,023$ para o segundo trecho ajustado (781,71 m até 1.876,90 m).

Observa-se um coeficiente de perda maior para o segundo trecho, o que era de se esperar, pois à medida que cresce a distância, alguns multipercursos são enfraquecidos, não contribuindo mais para o sinal resultante na recepção. De posse dos coeficientes de perdas, os mesmos foram aplicados na equação do modelo log-distância e determinadas as perdas para todos os pontos de medições. A Figura 45 mostra o modelo log-distância ajustado aos dados, também mostrados, juntamente com a curva de perda média medida e perda no espaço livre. Observa-se que este modelo se ajusta muito bem à perda média, como era de se esperar, pois o fator de queda com a distância foi calculado a partir da perda medida.

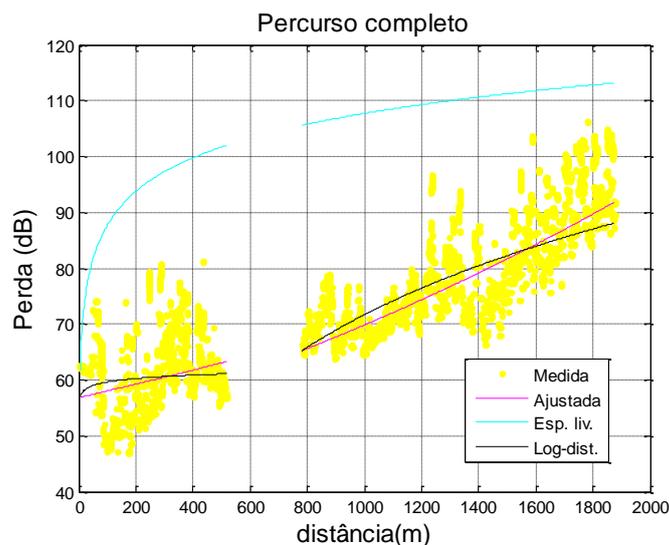


Figura 45. Perda média ajustada aos dados e modelos log-distância e espaço livre simulados.

Em seguida, o modelo log-distância foi aplicado novamente, mas agora aos três trechos em que foram divididos o percurso, já citados anteriormente. Nesse caso, os coeficientes de perdas ficam:

$n_1 = 0,2097$ para o primeiro trecho ajustado (4 m a 518,36 m), que foi mantido o mesmo.

$n_2 = 4,863$ para o segundo trecho ajustado (781,71 m até até 1.339,69 m).

$n_3 = 10,17$ para o terceiro trecho ajustado (1.339,69 m até 1876,90 m).

Observa-se, agora, um melhor ajuste do modelo às curvas de perdas médias de sinal medido e, no trecho 2, um coeficiente de perdas menor que no caso de dois trechos, sem a influência da perda no terceiro trecho, mais condizente com a perda no trecho 2. Já no trecho 3, o valor do coeficiente é bem mais acentuado, como se esperava, pela observação do sinal medido. A Figura 46 mostra os ajustes anteriores juntamente com o de três trechos. É uma situação de múltipla inclinação, como citado no capítulo 2. Verifica-se um ajuste melhor que o anterior, visto que o ambiente está mais bem identificado com mais um trecho.

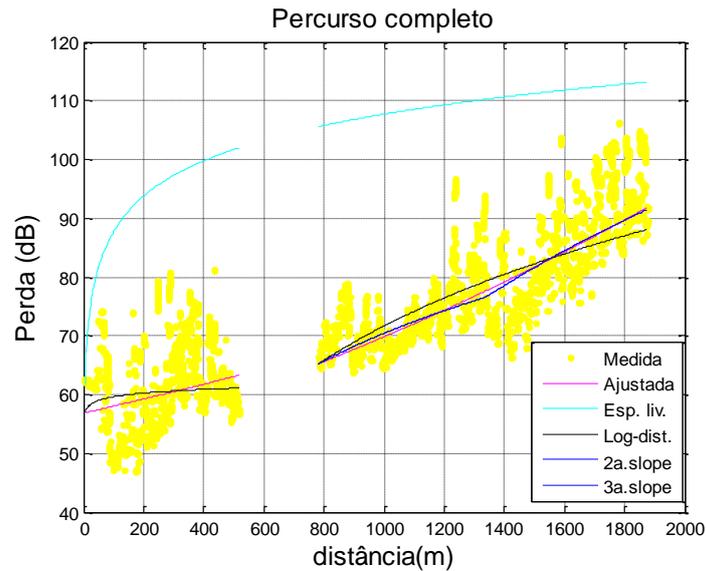


Figura 46. Perdas da Figura 47 com acréscimo de perda do modelo 3-slopes.

3. Modelo de Dois Raios:

Este modelo calcula o sinal recebido no receptor como a soma do raio direto e o raio refletido do solo. Como já identificamos que a Terra pode ser considerada plana e lisa, calculou-se a distância do ponto de quebra da curva de perda até o transmissor, conforme Equação (70), obtendo-se o valor de 580 m. Como este valor está no intervalo entre o trecho 1 e 2, o trecho 1 está na zona de campo próximo, onde a potência varia com o quadrado de uma função seno, e o trecho 2, na zona de difração pelo solo. Aplicando-se os parâmetros básicos, a perda calculada está mostrada na Figura 47.

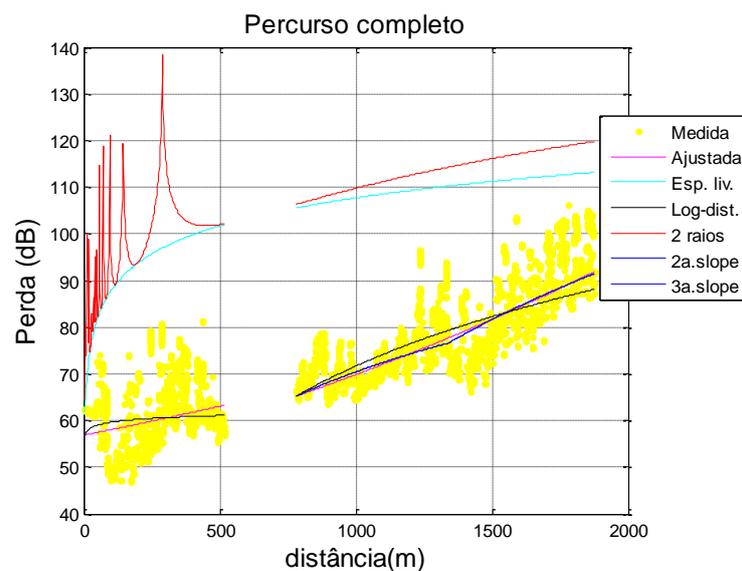


Figura 47. Perdas da Figura 48 com acréscimo de perda do modelo de 2 raios.

Observa-se que está muito longe da perda medida, significando que o Modelo de Dois Raios é muito pouco para identificar a contribuição das reflexões na recepção. Há que se levar em conta mais quantidade de raios, para melhor se aproximar do sinal recebido medido.

4. Traçado de Raios:

Com relação à análise do modelo de multi-raios, foram determinados ajustes dos modelos de 4, 6 e 8 raios, baseados em ótica geométrica, considerando o túnel reto, mesmo no último e menor trecho, pois não havia dados técnicos suficientes referentes à curvatura do túnel para cálculos mais precisos.

Empregando as equações já vistas no capítulo 2, determinaram-se as curvas de ajuste e estão mostradas na Figura 48. Ao analisar os gráficos obtidos, verifica-se que com 8 raios (direto, refletido no solo, refletidos nas paredes, supondo 1 e 2 reflexões, e refletidos no solo e paredes) já se aproxima da perda média. Percebe-se que com mais alguns raios, o modelo já se ajustaria muito bem à perda média. É comum encontrar na bibliografia que 10 raios são suficientes para identificar essa perda. No ambiente confinado em questão, este número de raios já estará próximo da perda média.

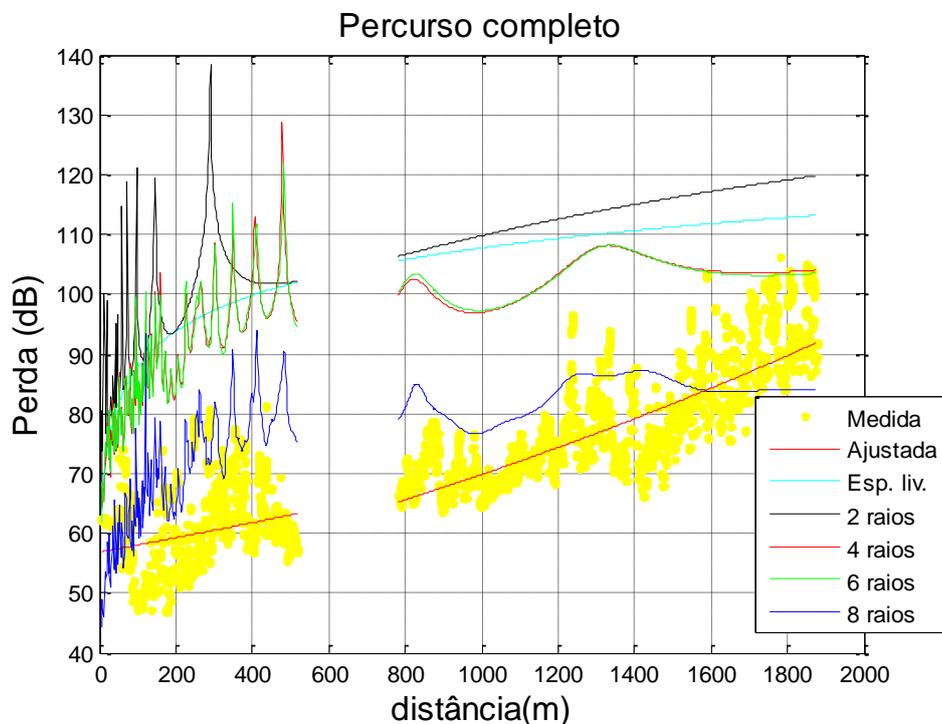


Figura 48. Perda média ajustada aos dados, modelos simulados de 2, 4, 6 e 8 raios e do espaço livre.

5. Simplificado

Este modelo, por partir de uma equação simples para o cálculo da perda em visada em sistemas V2I em túneis, quando não há veículo entre TX e RX, e depois acrescenta as perdas devido à inserção de veículos entre o TX e RX, presta-se muito bem para o cálculo deste trabalho, onde não havia sequer um veículo no percurso TX-RX. Foi aqui, denominado "simplificado". Assim, usando as Equações (119) e (120), simula-se este modelo e na Figura 49 pode ser verificado um bom ajuste deste modelo à perda média medida, principalmente entre 100 m e até 1339,69 m, onde já começa a ocorrer a difração na parede lateral. Nesta figura, apenas os quatro melhores ajustes são mostrados.

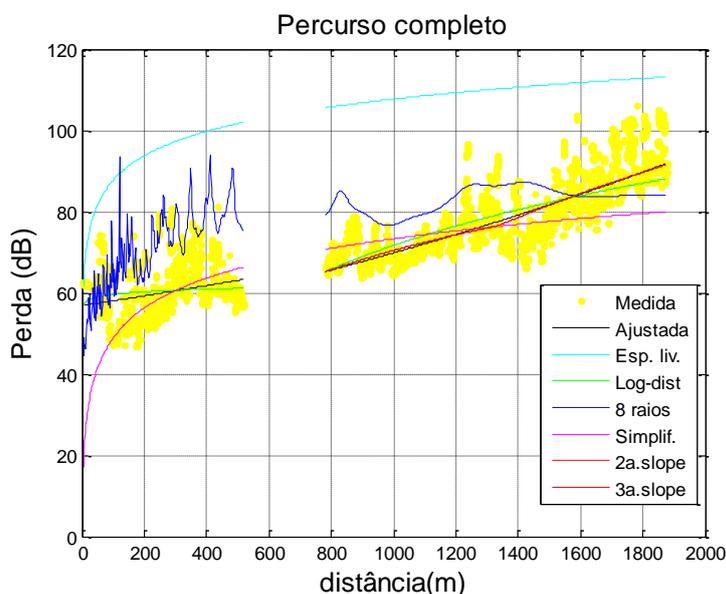


Figura 49. Perda média ajustada aos dados - modelos simulados de 8 raios, log-distância e simplificado.

A Figura 50 mostra o comparativo das curvas da perda de percurso dos modelos ajustados à perda média de sinal medida ao longo do túnel, no sentido de afastamento do receptor móvel em relação ao transmissor, verificando o que melhor se ajustou aos dados medidos,

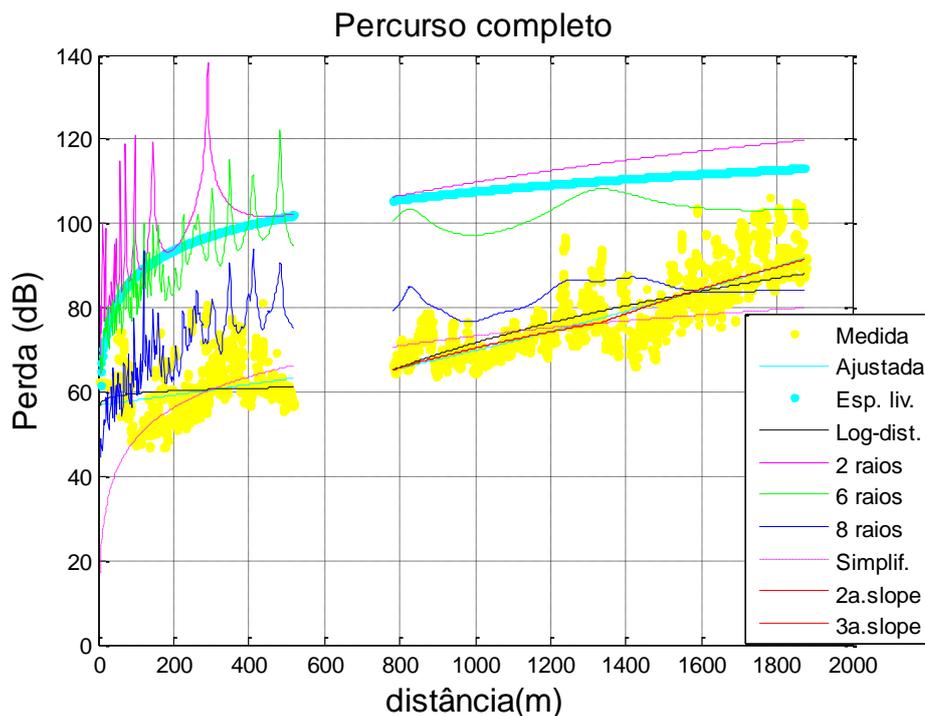


Figura 50. Comparativo das curvas da perda de percurso dos modelos ajustados à perda média de sinal medida ao longo do túnel.

Para melhor visualização, a Figura 51 mostra apenas o trecho 1 com todos os modelos ajustados, enquanto a Figura 52, os trechos 2 e 3.

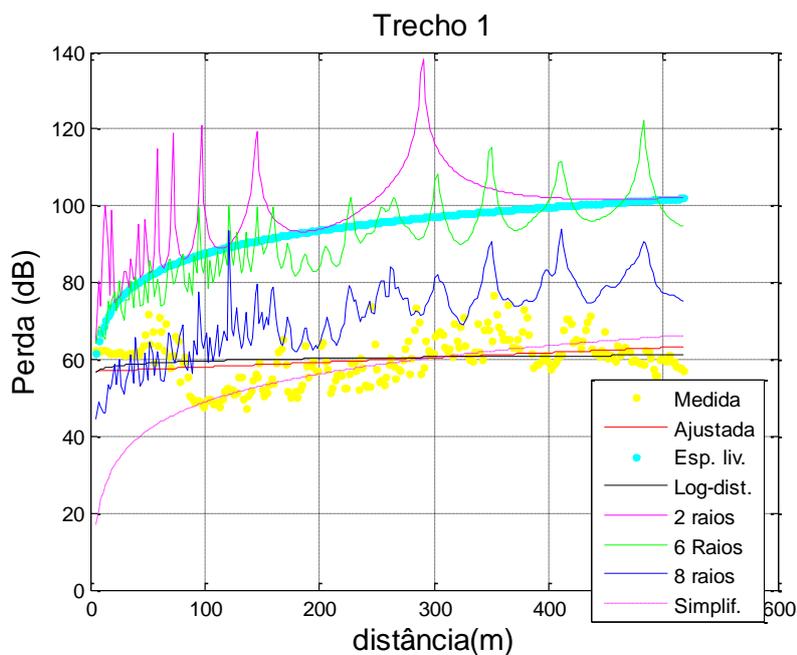


Figura 51. Comparação entre os modelos no trecho 1.

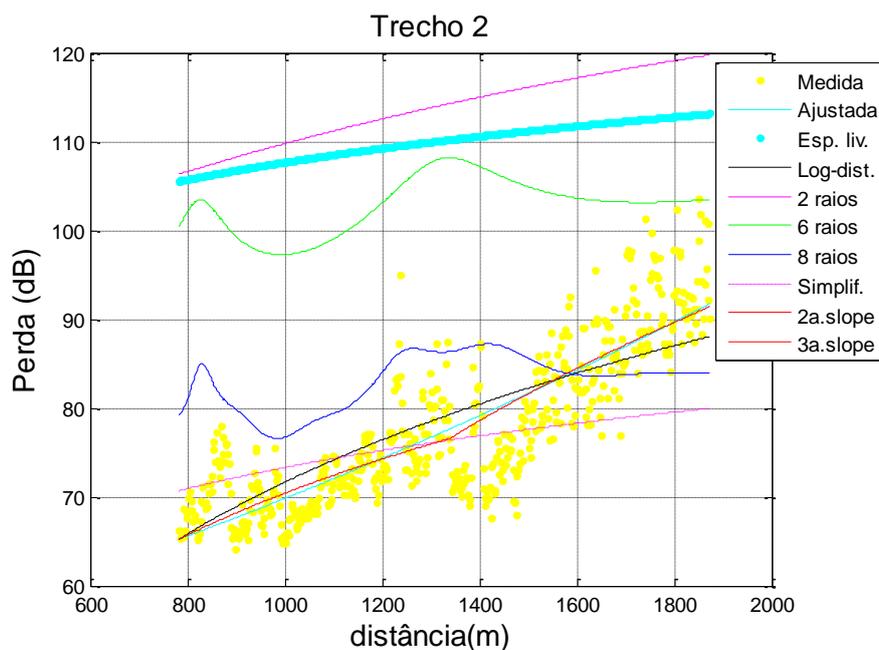


Figura 52. Comparação entre os modelos nos trechos 2 e 3.

Finalmente, para verificarmos qual foi o modelo melhor ajustado, numericamente, à perda média medida no interior do túnel, a raiz quadrada da média de erros quadráticos (RMSE – *Root Mean Square Error*) foi determinada. Inicialmente, usando somente os 2 trechos (seções) e 2 inclinações (2 *slopes*), obtém-se aos resultados da Tabela 10.

Tabela 10. Desempenho das previsões de todos dos modelos de perda de percurso

Modelos	Seção 1	Classificação	Seção 2	Classificação
Espaço Livre	2.4378		0.9289	
Log-Distância (2 inclinações)	0.1369	1º	0.1612	1º
Simplificado	0.1905	2º	0.5131	4º
2 Raios	2.4480		1.2161	
4 Raios	2.0284		0.5332	
6 Raios	1.9754	4º	0.5090	3º
8 Raios	0.7522	3º	0.3413	2º

Visto que houve melhores resultados com a divisão em três trechos, a Tabela 12 mostra os erros dos melhores modelos nesse caso: Log-distância (3 trechos), 8-Raios e Simplificado. Descartando o log-distância, que é sabidamente o modelo de melhor ajuste, pois

trabalha com o coeficiente de perdas, que é tirado dos addos das medições, o simplificado mostra ser o melhor dos modelos aplicados, embora seja mais simples, vindo corroborar o modelo desenvolvido por Qureshi et al. [6].

Tabela 11 . RMSE das melhores predições dos modelos em 3 trechos

Modelos	Seção 1 (LoS)	Seção 2 (LoS)	Seção 3 (NLoS)
Log-Distância (3 inclinações)	0.1369	0.0652	0.8888
Simplificado	0.1905	0.0747	0.1791
8 Raios	0.7522	0.5330	0.4265

Observa-se, pelas Figuras 50 a 52, que o modelo de multi-raios tende a se aproximar à perda média ajustada aos dados à medida que cresce o número de raios tomados. A fim de verificar o número mínimo de raios a ser usado, ajustou-se uma exponencial decrescente aos dados de erro RMSE calculados para os modelos de 2, 4, 6 e 8 raios.

Para isso, os erros (2.4480 2.0284 1.9754 0.7522) foram plotados versus o número de raios (N), obtendo-se o ajuste mostrado na Figura 53, para o trecho 1. Com os erros para o trecho 2 (1.2161; 0.5332; 0.5090; 0.3413) ajustou-se a exponencial mostrada na Figura 54.

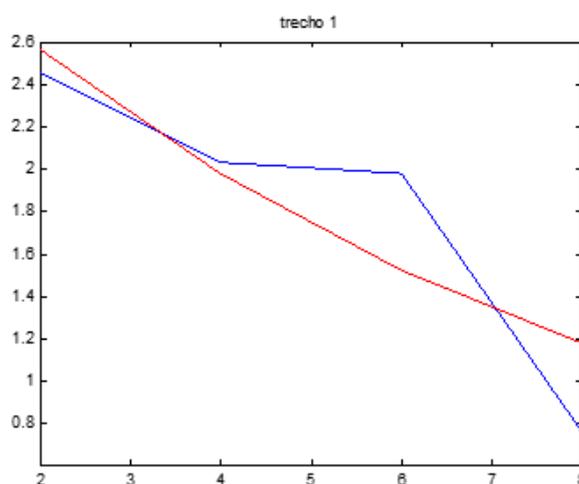


Figura 53. Valores de RMSE de 2 a 8 raios/Trecho1

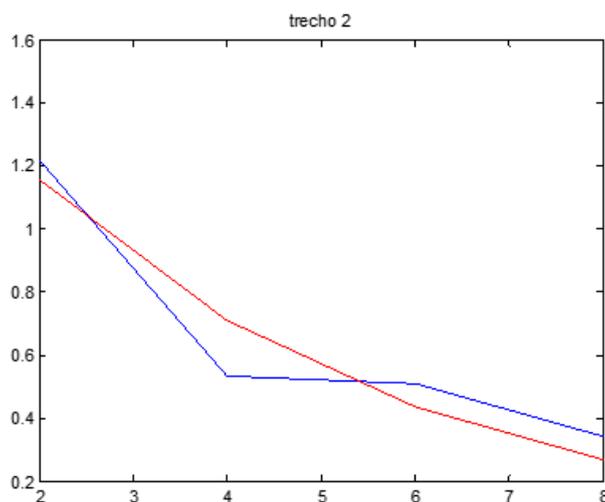


Figura 54. Valores de RMSE de 2 a 8 raios / Trecho2

Empregando a função *cftool* do MATLAB®, obteve-se:

- Trecho1: Ajuste: $RMSE_1 = 3.328 \cdot \exp(-0.1303 \cdot N)$

- Trecho 2: Ajuste: $RMSE_2 = 1.879 \cdot \exp(-0.2439 \cdot N)$

Finalmente, variando-se N obteve-se os erros nos 2 trechos até que se atingisse um erro abaixo do obtido com o modelo log-distância, o de melhor ajuste, chegando-se aos resultados da Tabela 12.

Tabela 12. RMSE para modelos de 10, 12, 20 e 26 raios

Modelos:	RMSE
10 raios:	T1:0,9043
	T2: 0,1654
12 raios: (Melhor resultado para T2. RMSE de T1 ainda está > RMSE de log-distancia)	T1: 0.6968
	T2:0,1017 (< 0.1612=RMSE do log-dist)
20 raios:	T1: 0.2457
	T2: 0.0146
24 raios:	T1: 0.1459
	T2: 0.0055
26 raios (melhor solução para T1: RMSE em T1 <RMSE de log-dist. (=0.1369))	T1: 0.1124
	T2: 0.0034

O que se verifica é que 12 raios já seriam suficientes para modelar o segundo trecho, entretanto, 26 raios seriam necessários para se conseguir uma modelagem melhor que a log-distância no primeiro trecho.

CAPITULO 6 – CONCLUSÃO

Este trabalho teve como principal objetivo caracterizar o ambiente de túnel em comunicação V2I na faixa de 5,8 GHz, analisando as estatísticas de variabilidade de sinal tanto em pequena quanto em grande escala, além de encontrar o modelo de predição de perda de sinal de melhor ajuste ao nível médio de perda obtido, experimentalmente, em sondagem realizada no túnel.

Na região próxima, o campo geralmente consiste em vários modos. No entanto, com o aumento da distância entre o transmissor e o receptor, os modos de ordem mais alta de um sinal experimentam uma atenuação mais forte, e a maioria dos modos de maior ordem são perdidos antes do ponto de quebra (*breakpoint*). Na região distante, ou seja, após o ponto de quebra, o modo de menor ordem é dominante. Assim, as propriedades estatísticas dos canais de túnel e características de desvanecimento rápido são diferentes antes e depois do ponto de quebra [21]. De acordo com a teoria do traçado de raios, a onda direta é dominante na região próxima, enquanto as ondas refletidas são dominantes na região distante. Do ponto de vista estatístico, para a variabilidade em pequena escala, o sinal recebido pode ser apresentado como a soma do componente de linha de visada (LOS) e componentes difusas refletidas pelas paredes do túnel, pelo teto e pelo solo. Na região próxima, o sinal recebido pode conter uma componente forte de visada (LOS) e, portanto, levando à distribuição Rice. Neste estudo, entretanto, o fato de ter usado a antena transmissora muito diretiva ($HPBW = 7^\circ$) a 5m de altura e a receptora em 3,5 m abaixada transmissora, com diagrama vertical também diretivo ($HPBW = 13^\circ$) no plano vertical, embora omnidirecional no plano horizontal, levou a uma recepção fraca no início da captura de sinal, até cerca de 80 m, o que influenciou fortemente na média do trecho 1 considerado, onde o cenário está mais para Rayleigh do que para Rice. Já no trecho 2, com distâncias a partir de 718 m, as antenas transmissora e receptora se "enxergam" e o cenário é Rice, enquanto no trecho 3 está muito próximo de Rayleigh, visto que o melhor ajuste foi Nakagami com $m = 1,08$ ($m = 1$ recai na Rayleigh). Para a variabilidade em grande escala, observou-se, também, um comportamento diferenciado daquele comumente encontrado em ambientes *outdoor*: Weibull no primeiro trecho e Nakagami no segundo trecho, melhor que Rayleigh.

Quanto à modelagem do canal, dentre os modelos mais apropriados e aplicados na predição do sinal, excetuando o Log-distância, que naturalmente é o melhor ajustado, devido

a ter um coeficiente de perdas obtido a partir das medições. Esses coeficientes para os três trechos são: 0,210, 4,863 e 10,17 respectivamente, indicando queda mais rápida no trecho 3. Com exceção desse modelo, o modelo Simplificado, embora mais simples, mostrou-se bastante promissor por considerar o efeito do túnel na geometria na propagação do sinal, e o excesso de perda deve ser calculado levando-se em consideração a quantidade e o tamanho dos carros existentes entre Tx e Rx. Neste trabalho, não havia veículo obstruindo a transmissão, portanto, tal excesso não foi calculado.

O modelo Log-distância foi o melhor ajustado, com um erro RMSE igual a 0,1369 para o trecho 1 e 0,0652 para o trecho 2, enquanto o Modelo Simplificado apresentou o erro de 0,1791 para o trecho 3 e valores RMSE bem próximos aos valores de Log-distância nos trechos 1 e 2, conforme apresentado na Tabela 11. Já o modelo de multi-raios mostrou, entretanto, que mais de dez raios devem ser tomados para dar uma boa aderência. Através da curva exponencial ajustada para RMSE x N (número de raios), verificou-se que $N \geq 26$ na primeira seção e $N \geq 12$ na segunda e terceira seções para obter erro (RMSE) abaixo do erro calculado para o modelo log-distância, conforme Tabela 12.

Mais medições precisam ser realizadas em outros túneis, para confirmar o modelo simplificado para modelar a comunicação V2I em túneis. Também devem ser realizadas medições com veículos entre o sistema transmissor e o receptor e atestar o crescimento da perda em situação real de trânsito.

Na continuidade deste trabalho, para um aprimoramento dos modelos aqui propostos, sugerem-se, para trabalhos futuros, os seguintes tópicos:

- 1) Usar um modelo *outdoor* para ambiente urbano denso, com altos prédios, canalizando o sinal, visto que se verificou pouca influência da reflexão no teto do túnel, pelos motivos já apresentados anteriormente.

- 2) Realizar testes em outras frequências para fins de estudo da queda com a frequência e atenuação de sinal adicional, em dB/m, causada pela seção transversal do túnel, considerando que Quresh et. al [6] afirmam que a forma e a dimensão da seção transversal do túnel (circular ou retangular) podem impactar na taxa de atenuação do sinal, entretanto, na banda de UHF, afirmam que isto não ocorre se a seção transversal do túnel for 15 vezes maior do que o comprimento de onda do sinal de rádio.

- 3) Realizar testes com velocidades mais altas, geralmente permitida em túneis.

4) Realizar testes utilizando o modelo de 10 raios, no mínimo, para dar uma boa aderência as simulações.

CAPÍTULO 7 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[1] COMPUTERWORLD. “*Mercado de carros autônomos contribuirá com US\$ 13,7 milhões até 2030*”. 2020. Disponível em: <<https://computerworld.com.br/2020/02/10/mercado-de-carros-autonomos-contribuira-com-us-137-bilhoes-ate-2030/>>.

[2] WANGHAM M., NOGUEIRA M., FERNANDES C. P., PAVIANI O. e DA SILVA B. F., “*Capítulo 4: Segurança em Redes Veiculares: Inovações e Direções Futuras*” Minicursos do XIV Simpósio Brasileiro em Segurança da Informação e de Sistemas Computacionais, Brasil, 2014, pp. 145-194. Disponível em: <https://docplayer.com.br/2471905-Sbseg-2014-belo-horizonte-mg-xiv-simposio-brasileiro-em-seguranca-da-informacao-e-de-sistemas-computacionais.html>.

[3] KIM Y., JUNG M., LEE B., “*Analysis of radio wave propagation characteristics in rectangular road tunnel at 800 MHz and 2.4 GHz*”. Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. IEEE, vol. 3, 2003, pp. 1016–1019

[4] AWE Communications GmbH. *Indoor Scenarios*. 2012. Disponível em: <<https://www.slideshare.net/tengkuputehtippi/propagation-indoor>>.

[5] JUNIPER RESEARCH. “*Self-Driving Vehicles to Reach 50 Million By 2026, as Singapore & US Lead Country Readiness Index*”. Disponível em: <https://www.juniperresearch.com/press/press-releases/self-driving-vehicles-to-reach-50-million-2026>.

[6] QURESHI, M. A.; NOOR, R. M.; SHAMIM, A.; SHAMSHIRBAND, S.; CHOO, K.-K. R. “*A lightweight radio propagation model for vehicular communication in road tunnels*”. PloS one, Public Library of Science, v. 11, n. 3, 2016. Disponível em: <<https://journals.plos.org/plosone/article?id=10.1371/journal.pone.0152727>>

- [7] MATTOS G.M., “*Rede de Acesso em Banda Larga utilizando Sistemas VSAT e WiFi*”. Dissertação de Mestrado. CETUC/Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, abril de 2006. Disponível em: <https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/9193/9193_6.PDF>.
- [8] CHEN R., ZHONG Z., “*Analysis on V2V Connectivity under Dual-slope Path Loss Model in Urban Scenarios*”. IEEE 2014. Disponível em: <http://www.ursi.org/proceedings/procGA14/papers/ursi_paper1402.pdf>.
- [9] PARSONS, J. D. “*The Mobile Radio Propagation Channel*”. Inglaterra: John Wiley & Sons Ltd, 2nd. Ed., 2000.
- [10] RAPPAPORT, T. S., “*Comunicações sem fio - Princípios e práticas*”, 2nd ed. São Paulo, Brasil: Pearson Brasil, 2009.
- [11] CHRYSANTHOUC., BERTONI H. L., *Variability of Sector Averaged Signals for UHF Propagation in Cities*, IEEE Trans. on Vehicular Tech., v. 39, N. 4, Nov. 1990, pp. 352-358..
- [12] PACHECO, V. S.; MATOS, L. J., CATALDO E. e MEZA, W. T., “*Setorização e Filtragem de Média Móvel na Análise Estatística do Sinal Rádio Móvel*”, Engevista, V. 19, n.2 , p. 520-533, Maio 2017.
- [13] UREI, A., “*Erros in Estimating Local Average Power of Multipath Signals*”. IEEE Eletronic. Letters, vol. 27, no. 4, pp. 315-317, Fevereiro de 1991.
- [14] LEE, W. C. Y., “*Mobile Cellular Telecommunications Systems*”, Ed. McGraw-Hill, International Ed., 1990.
- [15] SALEH, M.; VALENZUELA, R. A., “*A statistical model for indoor multipath propagation*”. IEEE Journal on Selected Areas in Communications. v. SAC-5, n. 2, p. 128-137, fev. 1987.

- [16] YACOUB, M. D. “*Foundations of Mobile radio engineering,*” Florida: CRC Press Inc., 1993.
- [17] BALANIS, C. A., “*Antenna Theory - Analysis and Design*”, 2nd. Ed, John Wiley & Sons, 1997.
- [18] DAL BELLO, J. C. *Propagação de ondas eletromagnéticas – Teoria e Projetos*. Publit Soluções Editoriais. ISBN: 978-85-7773-700-0.
- [19] HUSSAIN S., “*Efficient Ray-Tracing Algorithms for RadioWave Propagation in Urban Environments*”. 2017. Tese de Doutorado em Engenharia Eletrônica. School of Electronic Engineering Dublin City University, Irlanda, 2017. Disponível em: <<http://doras.dcu.ie/21976/2/thesis.pdf>>.
- [20] BALANIS, C. A., “*Advanced Engeneering Electromagnetics*”. John Wiley & Sons, 1989.
- [21] HROVAT A., KANDUS G., JAVORNIC T., “*A survey of radio propagation modeling for tunnels*”. IEEE Commun. Surveys Tuts., 2014, 16: 658–669. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6616687>>
- [22] FARIA JUNIOR, J. P. T., “*Predição de Cobertura para o Interior das Edificações com Transmissores em Ambientes Microcelulares*”. Tese de Doutorado. CETUC/Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, fevereiro de 2003. Disponível em: <https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/3733/3733_4.PDF>.
- [23] NAJNUDEL, M., “*Estudo de propagação em ambientes fechados para o planejamento de WLANs*”. Dissertação de Mestrado, CETUC/PUC-RJ, Rio de Janeiro, 2004. Disponível em: <<https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/colecao.php?strSecao=resultado&nrSeq=5069@1>>

- [24] CHANGSEN Z., YAN M., “*Effects of cross section of mine tunnel on the propagation characteristics of UHF radio wave*” in *Antennas, Propagation EM Theory*, 2006. ISAPE '06. 7th International Symposium on, 2006, pp. 1–5.
- [25] KENNEDY, G. A., “*High resilience wireless mesh networking characteristics and safety applications within underground mines*”. P.74. Tese de doutorado. University of Exeter. 2006. Disponível em: <<https://ore.exeter.ac.uk/repository/handle/10036/25360>>.
- [26] CHENG L., ZHANG L., LI J., “*Influence of mine tunnel wall humidity on electromagnetic waves propagation*”. *International J. Antennas and Propagation*, vol. 2012, p. 5, 2012. Disponível em <<http://downloads.hindawi.com/journals/ijap/2012/734379.pdf>>.
- [27] PORSANI, J. L. “*Ground penetrating radar (GPR): proposta metodológica de emprego em estudos geológicogeotécnicos nas regiões de Rio Claro e Descalvado-SP*”. Tese de Doutorado. Instituto de Geociências e Ciências Exatas da Universidade Estadual Paulista, 30.03. 1999
- [28] MIYAMOTO J. S., “*Grandes túneis urbanos: uma proposta de gestão ambiental*”. Dissertação de Mestrado. UERJ, 2010
- .

APÊNDICE A – Programa MATLAB

```

%Modelos com FMM1 e FMM2 para os trechos, em separado.

clear all, close all

dados1=xlread('Afast_d_Prx');
distancia_afast=dados1(:,1); %(coluna 1 da planilha) valores das distâncias, em metros, no sentido de AFASTAMENTO NO TÚNEL.

% Cálculo do comprimento de onda (lambda)
freqGHz=5.8;
freqHz=freqGHz*10.^9; %convertendo de gigahertz para hertz
speedlight=3*10.^8; % velocidade da luz - S.I: m/s.
lambda=speedlight/freqHz; % Unidade no S.I: metros.
% valor encontrado: lambda=0.0517

htx=5; %altura real da antena TX em metros.
hrx=1.5; %altura real da antena RX em metros.

% Atenuação dos cabos.
Lcabostx=3; %perdas dos cabos utilizados na TX em dB.
Lcabosrx=3; %perdas dos cabos utilizados na RX em dB.
Lcab=Lcabostx+Lcabosrx;

% Conversão da velocidade de km/h para m/s
veloc_kmh=20;
veloc_ms=veloc_kmh/3.6;

% Potência transmitida e Ganhos das antenas
Gtx_dBi=15; %ganho da antena transmissora em dBi.
Grx_dBi=7; %ganho da antena receptora em dBi.
Pt_dBm=10; %potência transmitida em dBm.

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% (2) MEDIDAS EM CAMPO %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

PR_medido_afast=dados1(:,2); %potencia recebida, em dBm, medida em campo-Sentido de AFASTAMENTO no túnel.

% FMM para obter fading lento + path loss
% Passando o sinal no 1o trecho por um FMM
dist_lambda = distancia_afast(115159)/ lambda;
% número de setores
num_set = round(dist_lambda/40);%Usando setores de 40 lsmdba, pois temos amostras muito próximas
% calcular o tamanho da janela/ SETOR
tam_jan = 115159/num_set; %numero de amostras em cada setor

% analisar o valor de tam_jan e retornar um n° de amostras sempre ímpar
pto_media = round((tam_jan - 1)/2); % retorna o pto. de média inicial
janela_final = pto_media*2-1; % retorna o n° ímpar maior e mais próximo

% criar o vetor com todos os ptos. de média (abscissa) menos o último setor
indices_FMM = [ (pto_media+1) : (janela_final) : (janela_final*floor(num_set)) ];

% encontrar o pto. médio do último setor
ultimo = ceil( (indices_FMM(numel(indices_FMM)) + pto_media + 115159)/2 );
indices_FMM_f = [indices_FMM, ultimo]; % finaliza o vetor.
%indices_FMM_f: Representa os pontos de média do sinal após o FMM: o 1° está em 199

%FMM
for k = 1:(numel(indices_FMM_f) - 1) % iteração até o penúltimo setor
    FMM(k) = mean(PR_medido_afast([(1 + (k-1))*janela_final):(k*janela_final)]); % varre o vetor dados_f e efetua as médias locais
end

% média do último setor
FMM_ultimo = mean(PR_medido_afast( [ (1 + janela_final * (numel(indices_FMM_f)-1) ):115159 ]));

TF = isnan(FMM_ultimo); % Teste para saber se existe valor ou não. TF = 1 se NaN , TF = 0 se existe valor
if TF ~= 1
    FMM_f = [FMM FMM_ultimo];
else

```

```

FMM_f = FMM;
indices_FMM_f = indices_FMM;
end

dist_FMM = (distancia_afast(indices_FMM_f));

% FMM_f é a PRX em slow fading: temos 908 pontos em vez dos 360354 iniciais do fast fading.
% Falta calcular a Prx média para se comparar com as curvas dos modelos

% Plotagem dos níveis de potência medidos e após a passagem pelo FMM
nfig=0;
nfig = nfig+1;
figure(nfig); %Gráfico 1
plot(distancia_afast,PR_medido_afast,'g'); hold on;
plot(dist_FMM, FMM_f,'m'); xlabel('distância (m)'); ylabel('Potência (dBm)'); grid on; hold on
legend('Prx medida','Prx após FMM'), hold on

% Calculando as distâncias entre os pontos até a amostra 115159,que é a última amostra do 1o trecho
% d0_n = distancia_afast(1):( distancia_afast(115159)-distancia_afast(1))/(115159-1); distancia_afast(115159);% distância entre os pontos
medidos

% Calculando as distâncias aos pontos médios (do fading lento)
% G1 = d0_n(indices_FMM_f); % distância entre os pontos médios (1o. ponto: 5,0291 %metros e último ponto: 518 m)
G1=dist_FMM;

% Passando o sinal no 2o trecho por um FMM:
n_am_tre2= 360354-115160;
% distancia_afast2:
tam_tre= distancia_afast(360354) - distancia_afast(115160);
dist_lambda2 = tam_tre/ lambda;
% número de setores:
num_set2 = round(dist_lambda2/40);%Usando setores de 40 lsmdba, pois temos amostras muito próximas
% calcular o tamanho da janela/ SETOR:
tam_jan2 = n_am_tre2/num_set2; %numero de amostras em cada setor

% analisar o valor de tam_jan e retornar um n° de amostras sempre ímpar
pto_media2 = round((tam_jan2 - 1)/2) % retorna o pto. de média inicial
janela_final2 = pto_media2*2-1 % retorna o n° ímpar maior e mais próximo

% criar o vetor com todos os ptos. de média (abscissa) menos o último setor
indices_FMM2 = 115160 + [ (pto_media2+1) : (janela_final2) : (janela_final2*floor(num_set2)) ];
% encontrar o pto. médio do último setor
ultimo2 = ceil( (indices_FMM2(numel(indices_FMM2)) + pto_media2 + 360354)/2 );
indices_FMM_f2 = [indices_FMM2, ultimo2]; % finaliza o vetor.
% indices_FMM_f: Representa os pontos de média do sinal após o FMM: o 1o. está em 199 e o último está em 359311

PR_medido_afast2=PR_medido_afast(115160:end);

%FMM
for k = 1:(numel(indices_FMM_f2) - 1) % iteração até o penúltimo setor
    FMM2(k) = mean(PR_medido_afast2([(1 + (k-1)*janela_final2):(k*janela_final2)])); % varre o vetor dados_f e efetua as médias locais
end

% média do último setor
FMM_ultimo2 = mean(PR_medido_afast2( [ (1 + janela_final2 * (numel(indices_FMM_f2)-1) ) :n_am_tre2 ] ));

TF = isnan(FMM_ultimo2); % Teste para saber se existe valor ou não. TF = 1 se NaN , TF = 0 se existe valor
if TF ~= 1
    FMM_f2 = [FMM2 FMM_ultimo2];
else
    FMM_f2 = FMM2;
indices_FMM_f2 = indices_FMM2;
end

dist_FMM2 = (distancia_afast(indices_FMM_f2));
G2=dist_FMM2;

% FMM_f é a PRX em slow fading: temos 908 pontos em vez dos 360354 iniciais do fast fading.
% Falta calcular a Prx média para se comparar com as curvas dos modelos

% Plotagem dos níveis de potência medidos e após a passagem pelo FMM
plot(dist_FMM2, FMM_f2,'m');title('Sentido: Afastamento no túnel - Trechos 1 e 2'); xlabel('distância (m)');
ylabel('Potência(dBm)', 'fontsize',14); grid on;hold on
legend('Prx medida','Prx após FMM'),hold on
% Calculando as distâncias entre os pontos da amostra 115160, que é a 1ª amostra do 2º trecho, até a amostra final
% d1_n = distancia_afast(115392):( tam_tre/(n_am_tre2-1) ); distancia_afast(end);% distância entre os pontos medidos

```

```

% Calculando as distâncias aos pontos médios (do fading lento)
% G2 = d1_n(indices_FMM_f2); % distância entre os pontos médios (1o. ponto: .....metros e último ponto: 1871,5 m)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% PERDA COM A DISTÂNCIA %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Perda do sinal medido com a distância, nos trechos 1 e 2, em dB, a partir do slow fading, ou seja: é a PL média!!!
PL_med1 = Pt_dBm - Lcabostx + Gtx_dBi + Grx_dBi - Lcabosrx - FMM_f; % LNA e PA não foram usados em faixa estreita.
PL_med2 = Pt_dBm - Lcabostx + Gtx_dBi + Grx_dBi - Lcabosrx - FMM_f2; % LNA e PA não foram usados em faixa estreita.

% Melhor ajuste ao fading lento no 1o trecho:
% cftool(G1,PL_med1)
% 1. Power: f(x)=a*x^b+c com RMSE=5,911 --- Pior
% 2. Exponencial: f(x)= a*exp(b*x), com RMSE=5,696 ----Melhor
% 3. Reta; f(x)= a*x+b,com RMSE=5,698 ----- Médio

% Tentei o ajuste com os 3. Usei o exponencial, de menor RMSE.
PL_ajustada1=56.83*1*exp(0.0002079*G1); % RMSE=5,695 AJUSTE com EXP . PL_ajustada é a path loss média medida

P01=PL_ajustada1(1)

% nfig = nfig+1; % Gráfico 2
% figure(nfig);
% plot(G1,PL_med1,'g',G1,PL_ajustada1,'k'),grid on

% Melhor ajuste ao fading lento no 2o trecho:
% cftool(G2,PL_med2), com RMSE=5,052--- Pior
% 2. Exponencial: f(x)= a*exp(b*x), com RMSE=4,694 ----Melhor
% 3. Reta; f(x)= a*x+b,com RMSE=4,825 ----- Médio

% Tentei o ajuste com os 3. Usei o exponencial, de menor RMSE.
PL_ajustada2=51.06*exp(0.0003129*G2); % RMSE=4,633 AJUSTE com EXP . PL_ajustada é a path loss média medida

P02=PL_ajustada2(1)

% Ajuste do slow fading para achar a potência média
% cftool(G1,FMM_f). Deu: Pr_aj1= -30.86*exp(0.0003679*G1)com < RMSE=5,695;
% Pr_aj1=-30.86*exp(0.0003679*G1);
% cftool(G2,FMM_f2). Deu: Pr_aj2= -27.23*exp(0.0004749*G2)com < RMSE=4,633;
% Pr_aj2= -27.23*exp(0.0004749*G2);
% plot(dist_FMM,Pr_aj1,'b'),title('Sentido: Afastamento no túnel - Trechos 1 e 2','fontsize',14), xlabel('d (m)','fontsize',14); ylabel('Potência (dBm)','fontsize',14);grid on;hold on
% legend('Pr medida','Prx apos FMM','Prx média'), hold on
% plot(dist_FMM2,Pr_aj2,'b'),title('Sentido: Afastamento no túnel - Trechos 1 e 2','fontsize',14), xlabel('d (m)','fontsize',14); ylabel('Potência (dBm)','fontsize',14);grid on;hold off

% TODOS OS MODELOS DEVEM SER CALCULADOS EM CIMA DE PL_ajustada

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (1) MODELO: ESPAÇO LIVRE
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Perda no espaço livre para cada distância
% 1o. trecho
FSPL_d1= 21.98+20*log10(G1/lambda);
FSPLd01=21.98+20*log10(G1(1)/lambda);

% 2o. trecho
FSPL_d2= 21.98+20*log10(G2/lambda);
FSPLd02=21.98+20*log10(G2(1)/lambda);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (3) MODELO: LOG DISTANCIA (SINGLE-SLOPE)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Cálculo de n0 do modelo log-distance
% 1o. trecho
% cftool(G1,PL_ajustada1) %vai dar n0=0.2097, já colocado mais abaixo
% Ao colocar no campo "Custom Equation": y=56.8894+10*n0*log10(x/5.0229), encontra-se:
n0=0.2097; %RMSE = 1,195

% 2o. trecho
% cftool(G2,PL_ajustada2) %vai dar n0=11,02 já colocado mais abaixo
% Ao colocar no campo "Custom Equation": y=65.2304+10*n1*log10(x/1132.4085), encontra-se:

```

```

n1=6.023; %RMSE = 1.696

% RMSE são menores usando a PL_ajustada como referência, pois ela equivale à perda média de potência média em vez de usar
% PL_med ou FMM, que representam a perda instantânea(=rápido)ou a perda lenta, respectivamente, em vez da perda média.
% O certo é fazer com a perda média.

%pause %Para ver quanto vale n0 e RMSE e colocar no input, após tirar a pausa, digitando enter

% 1o. trecho
PLlogdist1=PL_ajustada1(1)+10*n0*log10(G1/5.0229); %Perda no logdist=perda média no 1o. pto somada à perda pelo modelo

% 2o. trecho
PLlogdist2=PL_ajustada2(1)+10*n1*log10(G2/782.747); %Perda no logdist=perda média no 1o. pto somada à perda pelo modelo

%nfig = nfig+1; %Gráfico 5
%figure(nfig);
%plot(G2,PL_med2,'g',G2,PL_ajustada2,'k',G2, FSPL_d2, 'b', G2, PLlogdist2,'m');legend('Medida', 'Ajustada','Espaço livre','Log-dist'),grid
on

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (4) MODELO DE MULTIPLA INCLINAÇÃO (DUAL-SLOPE)
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Cálculo da "Distancia Crítica/Ponto de quebra/"breakpoint": distancia para a qual o primeiro elipsoide de fresnel é obstruído pelo solo".
dpq=(4*htx*hrx)/lambda; %distância ao "ponto de quebra" considerando altura REAL das antenas, pois não havia carros entre TX e RX.
%valor encontrado: dpq = 580 m. Como o máximo é da ordem de 1800 m, se fosse LOS haveria o ponto de quebra no modelo de 2 raios.

%Como só temos medições até o ponto de 518 m, não teremos ponto de quebra até este ponto, mas vemos que existe um 2o breakpoint,
%no entorno de 1350 m, onde ocorre a curva do túnel, responsável agora por enlace NLoS e a perda por difração passa a contribuir.

% Cálculo do expoente de atenuação "n" para os 2 slopes
x1=find(G1 <= dpq); %x1 = 281 - "Varre" as distâncias até encontrar onde está o valor do ponto de quebra. x1 é o índice do vetor de
distâncias

ppq = max(x1); %ppq = 115159 é o índice onde está o valor do Ponto de Quebra.
FSPL1=FSPL_d1(1:ppq);

%Dados das 3 slopes
dist1=G1;
aj1= dist1(1:end);% vai de 5.0291m a 580 m (se tivesse todas as medidas)
%aj2= dist1(ppq:end);% vai de 580 m ao final

% 1a inclinação
%aj1= dist1(1:ppq);% vai de 5.0291m a 518 m
%Neste trecho, já temos n0 calculado
PL_slope1=PLlogdist1;

% 2a inclinação (vai de 718 m até 1332.5 m, nos dados originais)
x2=find(G2 <= 1332.5); % 1332.5 m é o ponto de quebra
ppq1=max(x2); % 267
dist2=G2(1:ppq1); %G2(ppq1)=1330.5 m
aj2= dist2; %vai de 782.7470 m a 1330.5 m

% Perdas na 2a slope
PL2 = PL_ajustada2(1:ppq1);
PLm_t2= PL_med2(1:ppq1);
d02= dist2(1)
% cftool(aj2,PL2); % colocar no campo "CustomEquation":
%ajuste por EXP(exponencial) para a perda média, que mostrou < RMSE (=3.12*10^-13). Ver gráfico CURVE FITTING TOOL
PL2=51.05*exp(0.0003129*aj2);
% Ajuste do modelo log-dist no 2o. trecho: ir ao gráfico do ajuste e trocar para a equação: 65.2302+10*n2*log10(aj2/782.747)
n2=4.863; % RMSE = 0.4623
PL_slope2=65.2175+10*n2*log10(aj2/782.747); %PLlogdistance2
%pause
%n1=input('Qual foi o valor obtido de n1? ') %achado do ajuste acima
%PL10 = input('Qual foi o valor obtido de PL10?') %já calculado
FSPL2=21.98+20*log10(G2(1:ppq1)/lambda);

% Perdas na 3a slope
PL3= PL_ajustada2(ppq1:end);
dist3=G2(ppq1:end);
aj3=dist3;
d03 = aj3(1); % 1332,5 m

% cftool(aj3,PL3);
%ajuste por EXPO: (menor RMSE=3.645*10^-14) ver gráfico CURVE FITTING TOOL

```

```

PL3=51.06*exp(0.0003129*aj3);
PL30=PL_slope2(ppq1); % Tomando o último ponto do ajuste do 2o trecho, para o gráfico ficar contínuo.Resultado:
%por no custom equation: PL30 + 10*n3*log10(x/d03)
n3=10.03;
PL_slope3= PL30+10*n3*log10(aj3/1330.4712); %PLlogdistance3

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (5) MODELO DE 2 RAIOS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
PL_med = Pt_dBm - Lcabostx + Gtx_dBi + Grx_dBi - Lcabosrx - PR_medido_afast;

deltafi1=(2*pi*htx*hrx./(lambda*aj1));
eliv1=(20*log10(4*pi*aj1./lambda));
deltafi2=(2*pi*htx*hrx./(lambda*G2));
eliv2=(20*log10(4*pi*G2./lambda));
PL2raios1=eliv1-20*log10( abs(sin(deltafi1)) );
PL2raios2=eliv2-20*log10( abs(sin(deltafi2)) );

PL2r_t2=PL2raios2(1:ppq1);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (6) MODELO DE 4 RAIOS e de 5 RAIOS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% MEDIDAS DENTRO DO TÚNEL
w=12.3; % largura do túnel,em metros
ytx=2.0; % distância da antena TX até a parede direita.
yrx=6.15; % distância da antena RX até a parede direita.
Er=5.5; % permissividade relativa do concreto seco
Ers=4.0; % permissividade relativa do asfalto (3 a 5. Peguei a média)
H=8.39; % altura do túnel

% SENTIDO AFASTAMENTO
% TRECHO 1

% *CÁLCULO DOS RAIOS:
% R0: Raio Direto
R0_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(htx-hrx).^2 + (ytx-yrx).^2);
% R1: Raio refletido no chão
R1_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(htx+hrx).^2+(ytx-yrx).^2);
% R2: Raio refletido na parede direita do túnel
R2_afast_t1=sqrt((aj1).^2+(htx-hrx).^2 + (ytx+yrx).^2);
% R3: Raio refletido na parede esquerda do túnel
R3_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(htx-hrx).^2 + (2.*w - ytx -yrx).^2);

%Raio refletido no teto
Rt_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(ytx-yrx).^2 + (2.*H - htx -hrx).^2);

% *CÁLCULO DO ANGULO DE INCIDÊNCIA:
%theta0: Raio direto.
%theta1: Raio refletido do solo
theta1_afast_t1=(pi/2)-atan( (htx+hrx)/sqrt(aj1.^2 + (ytx-yrx).^2) );%atand resulta o arco em graus
% theta2: Refletido na parede direita
theta2_afast_t1=(pi/2)-atan((ytx+yrx)/sqrt(aj1.^2+(htx-hrx).^2));% graus
% theta3: Refletido na parede esquerda
theta3_afast_t1=(pi/2)-atan((2*w-ytx-yrx)/sqrt(aj1.^2+(htx-hrx).^2));%graus

%thetat: Refletido no teto
thetat_afast_t1=(pi/2)-atan((2*H-htx-hrx)/sqrt(aj1.^2+(ytx-yrx).^2));% graus

% *CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO:
% não temos coeficiente de reflexão no raio direto (RF0_afast).
RF0_afast_t1=0
% RF1: Coeficiente de reflexão do solo - coeficientes de reflexão horizontais (chão).
RF1_afast_t1= ( cos(theta1_afast_t1)-(1/Ers).*sqrt(Ers-sin(theta1_afast_t1).^2) )./( cos(theta1_afast_t1)+(1/Ers).*sqrt(Ers-
sin(theta1_afast_t1).^2) );
% Valor encontrado RF1=-1
% RF2: Coeficiente na lateral direita - coeficientes de reflexão verticais (paredes).
RF2_afast_t1= ( cos(theta2_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta2_afast_t1).^2) )./( cos(theta2_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta2_afast_t1).^2) );
% Valor encontrado RF2=-1
% RF3: Coeficiente na lateral esquerda (coeficientes de reflexão verticais (paredes).
RF3_afast_t1= ( cos(theta3_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta3_afast_t1).^2) )./( cos(theta3_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta3_afast_t1).^2) );
% Valor encontrado RF3= -1

%RFt: Refletido no teto

```

```
RFt_afast_t1= ( cos(theta_afast_t1)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta_afast_t1).^2) )./( cos(theta_afast_t1)+(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta_afast_t1).^2) );
```

```
% *Calcular a expressão: exp(-jkRi)/Ri onde k=2pi/lambda
```

```
%p0_afast_t1=1./R0_afast_t1 e o R0_afast_t1 é zero.
```

```
p0_afast_t1=1./R0_afast_t1;
```

```
p1_afast_t1=exp(j*(2.*pi./lambda)*(R1_afast_t1 - R0_afast_t1) )./R1_afast_t1;%reflexão no solo exp(-jkR1/R1)
```

```
p2_afast_t1=exp(j*(2.*pi./lambda)*(R2_afast_t1 - R0_afast_t1) )./R2_afast_t1;%reflexão na lateral direita (-jkR2/R2)
```

```
p3_afast_t1=exp(j*(2.*pi./lambda)*(R3_afast_t1 - R0_afast_t1) )./R3_afast_t1;%reflexão na lateral esquerda (-jkR3/R3)
```

```
pt_afast_t1= exp(j*(2.*pi./lambda)*(Rt_afast_t1 - R0_afast_t1) )./Rt_afast_t1;%reflexão no teto exp(-jkRt/Rt)
```

```
% PERDA DE PERCURSO no sentido de AFASTAMENTO no túnel:
```

```
PL4raios1=-10.*log10( (lambda./(4.*pi)).^2.*abs( (p0_afast_t1 + RF1_afast_t1.*p1_afast_t1 + RF2_afast_t1.*p2_afast_t1 + RF3_afast_t1.*p3_afast_t1).^2 ) );
```

```
% PL5raios1=-10.*log10( (lambda./(4.*pi)).^2.*abs( (p0_afast_t1 + RF1_afast_t1.*p1_afast_t1 + RFt_afast_t1.*pt_afast_t1+RF2_afast_t1.*p2_afast_t1 + RF3_afast_t1.*p3_afast_t1).^2 ) );
```

```
% TRECHO 2
```

```
% *CÁLCULO DOS RAIOS:
```

```
% R0: Raio Direto
```

```
R0_afast_t2=sqrt((G2).^2 +(htx-hrx).^2 + (ytx-yrx).^2);
```

```
% R1: Raio refletido no chão
```

```
R1_afast_t2=sqrt((G2).^2 +(htx+hrx).^2+(ytx-yrx).^2);
```

```
% R2: Raio refletido na parede direita do túnel
```

```
R2_afast_t2=sqrt((G2).^2+(htx-hrx).^2 +(ytx+yrx).^2);
```

```
% R3: Raio refletido na parede esquerda do túnel
```

```
R3_afast_t2=sqrt((G2).^2 +(htx-hrx).^2 + (2.*w - ytx -yrx).^2);
```

```
%Raio refletido no teto
```

```
Rt_afast_t2=sqrt((G2).^2 +(ytx-yrx).^2 + (2.*H - htx -hrx).^2);
```

```
% *CÁLCULO DO ANGULO DE INCIDÊNCIA:
```

```
%theta0: Raio direto.
```

```
%theta1: Raio refletido do solo
```

```
theta1_afast_t2=(pi/2)-atan( (htx+hrx)./sqrt(G2.^2 + (ytx-yrx).^2) );% atand resulta o arco em graus
```

```
% theta2: Refletido na parede direita
```

```
theta2_afast_t2=(pi./2)-atan((ytx+yrx)./sqrt(G2.^2+(htx-hrx).^2));% graus
```

```
% theta3: Refletido na parede esquerda
```

```
theta3_afast_t2=(pi./2)-atan((2*w-ytx-yrx)./sqrt(G2.^2+(htx-hrx).^2));% graus
```

```
%thetat: Refletido no teto
```

```
%thetat_afast_t2=(pi./2)-atan((2*H-htx-hrx)./sqrt(G2.^2+(ytx-yrx).^2));% graus
```

```
% *CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO:
```

```
% não temos coeficiente de reflexão no raio direto (RF0_afast).
```

```
RF0_afast_t2=0
```

```
% RF1: Coeficiente de reflexão do solo - coeficientes de reflexão horizontais (chão).
```

```
RF1_afast_t2= ( cos(theta1_afast_t2)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta1_afast_t2).^2) )./( cos(theta1_afast_t2)+(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta1_afast_t2).^2) );
```

```
% Valor encontrado RF1=-1
```

```
% RF2: Coeficiente na lateral direita - coeficientes de reflexão verticais (paredes).
```

```
RF2_afast_t2= ( cos(theta2_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta2_afast_t2).^2) )./( cos(theta2_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta2_afast_t2).^2) );
```

```
% Valor encontrado RF2=-1
```

```
% RF3: Coeficiente na lateral esquerda (coeficientes de reflexão verticais (paredes).
```

```
RF3_afast_t2= ( cos(theta3_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta3_afast_t2).^2) )./( cos(theta3_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta3_afast_t2).^2) );
```

```
% Valor encontrado RF3= -1
```

```
%RFt: Refletido no teto
```

```
%RFt_afast_t2= ( cos(theta_afast_t2)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta_afast_t2).^2) )./( cos(theta_afast_t2)+(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta_afast_t2).^2) );
```

```
% *Calcular a expressão: p(i)=exp(-jkRi)/Ri onde k=2pi/lambda
```

```
%p0_afast_t1=1./R0_afast_t1 e o R0_afast_t1 é zero.
```

```
p0_afast_t2=1./R0_afast_t2;
```

```
p1_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda)*(R1_afast_t2 - R0_afast_t2) )./R1_afast_t2;%reflexão no solo exp(-jkR1/R1)
```

```
p2_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda)*(R2_afast_t2 - R0_afast_t2) )./R2_afast_t2;%reflexão na lateral direita exp(-jkR2/R2)
```

```
p3_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda)*(R3_afast_t2 - R0_afast_t2) )./R3_afast_t2;%reflexão na lateral esquerda (-jkR3/R3)
```

```
pt_afast_t2= exp(-j*(2.*pi./lambda)*(Rt_afast_t2 - R0_afast_t2) )./Rt_afast_t2;%reflexão no teto exp(-jkRt/Rt)
```

```
% PERDA DE PERCURSO no sentido de AFASTAMENTO no túnel:
```

```
PL4raios2=-10.*log10( (lambda./(4.*pi)).^2.*abs( (p0_afast_t2 + RF1_afast_t2.*p1_afast_t2 + RF2_afast_t2.*p2_afast_t2 + RF3_afast_t2.*p3_afast_t2).^2 ) );
```

```

%PL5raios2=-10.*log10( (lambda./(4.*pi)).^2.*abs( (p0_afast_t2 + RF1_afast_t2.*p1_afast_t2 + RFt_afast_t2.*pt_afast_t2 +
RF2_afast_t2.*p2_afast_t2 + RF3_afast_t2.*p3_afast_t2).^2 ) );

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% (7) MODELO DE 6 RAIOS e 7 RAIOS
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% SENTIDO AFASTAMENTO
% TRECHO 1

% CÁLCULO DOS RAIOS:
% R0 a R3 permanecem os mesmos
%R4: Raio refletido na parede lateral esquerda e no solo
R4_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(htx+hrx).^2 + (2.*w - ytx -yrx).^2);
%R5: Raio refletido na parede laterais direita e no solo
R5_afast_t1=sqrt((aj1).^2+(htx+hrx).^2 +(ytx+yrx).^2);

%Raio refletido no teto
%Rt_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(ytx-yrx).^2 + (2.*H - htx -hrx).^2);

% *CÁLCULO DO ANGULO DE INCIDÊNCIA:
%Nota-se que os raios 4 e 5 apresentam dois ângulos de incidência, pois estes incidem sobre dois diferentes obstáculos ("parede": thetaiP e
"solo": thetaiS):
% theta4s: Refletido no solo
theta4s_afast_t1=atan((htx+hrx)./sqrt(aj1.^2+(ytx+yrx).^2));
% theta4p: Refletido na parede direita
theta4p_afast_t1=atan((ytx+yrx)./sqrt(aj1.^2+(htx+hrx).^2));
% theta5s: Refletido no solo
theta5s_afast_t1=atan((htx+hrx)./sqrt(aj1.^2+(2*w-ytx-yrx).^2));
% theta5p: Refletido na parede esquerda
theta5p_afast_t1=atan((2.*w-ytx+yrx)./sqrt(aj1.^2+(htx+hrx).^2));

%thetat: Refletido no teto
thetat_afast_t1=(pi./2)-atan((2*H-htx-hrx)./sqrt(aj1.^2+(ytx-yrx).^2));% graus

% CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO:
% RF4p: Coeficiente na lateral esquerda - coeficientes de reflexão verticais (paredes).
RF4p_afast_t1= (cos(theta4p_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta4p_afast_t1).^2))/(cos(theta4p_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta4p_afast_t1).^2));
% Valor encontrado RF2=-1
% RF4s: Coeficiente de reflexão do solo - coeficientes de reflexão horizontais (chão).
RF4s_afast_t1= (cos(theta4s_afast_t1)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta4s_afast_t1).^2))/(cos(theta4s_afast_t1)+(1/Er).*sqrt(Er-
sin(theta4s_afast_t1).^2));
% Valor encontrado RF1=-1
% RF5p: Coeficiente na lateral direita - coeficientes de reflexão verticais (paredes).
RF5p_afast_t1= (cos(theta5p_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta5p_afast_t1).^2))/(cos(theta5p_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta5p_afast_t1).^2));
% Valor encontrado RF2=-1
% RF5s: Coeficiente de reflexão do solo - coeficientes de reflexão horizontais (chão).
RF5s_afast_t1= (cos(theta5s_afast_t1)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta5s_afast_t1).^2))/(cos(theta5s_afast_t1)+(1/Er).*sqrt(Er-
sin(theta5s_afast_t1).^2));
% Valor encontrado RF1=-1

%RFt: Refletido no teto
RFt_afast_t1= (cos(thetat_afast_t1)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(thetat_afast_t1).^2))/(cos(thetat_afast_t1)+(1/Er).*sqrt(Er-sin(thetat_afast_t1).^2)
);

% Calcular a expressão: p(i)=exp(-jkRi)/Ri onde k=2pi/lambda
p4_afast_t1=exp(-(j*(2.*3.1416./lambda).*(R4_afast_t1 - R0_afast_t1)))/R4_afast_t1;
p5_afast_t1=exp(-(j*(2.*3.1416./lambda).*(R5_afast_t1 - R0_afast_t1)))/R5_afast_t1;

pt_afast_t2= exp(-j*(2.*pi./lambda)*(Rt_afast_t2 - R0_afast_t2))/Rt_afast_t2;%reflexão no teto exp(-jkRt/Rt)

% PERDA DE PERCURSO no sentido de AFASTAMENTO no túnel:
PL6raios1=-
10.*log10(((lambda./(4.*pi)).^2)*abs((p0_afast_t1+RF1_afast_t1.*p1_afast_t1+RF2_afast_t1.*p2_afast_t1+RF3_afast_t1.*p3_afast_t1+
RF4s_afast_t1.*RF4p_afast_t1.*p4_afast_t1+ RF5s_afast_t1.*RF5p_afast_t1.*p5_afast_t1).^2));
%PL7raios1=-
10.*log10(((lambda./(4.*pi)).^2)*abs((p0_afast_t1+RF1_afast_t1.*p1_afast_t1+RFt_afast_t1.*pt_afast_t1+RF2_afast_t1.*p2_afast_t1+RF3
_afast_t1.*p3_afast_t1+ RF4s_afast_t1.*RF4p_afast_t1.*p4_afast_t1+ RF5s_afast_t1.*RF5p_afast_t1.*p5_afast_t1).^2));

% TRECHO 2

% CÁLCULO DOS RAIOS:
% R0: Raio Direto
% R4: Raio refletido na parede lateral esquerda e no solo
R4_afast_t2=sqrt((G2).^2 +(htx+hrx).^2 + (2*w - ytx -yrx).^2);
%R5: Raio refletido na parede laterais direita e no solo

```

```

R5_afast_t2=sqrt((G2).^2+(htx+hrx).^2 +(ytx+yrx).^2);

% Raio refletido no teto
% Rt_afast_t2=sqrt((G2).^2 +(ytx-yrx).^2 + (2.*H - htx -hrx).^2);

% CÁLCULO DO ANGULO DE INCIDÊNCIA:
% Nota-se que os raios 4 e 5 apresentam dois ângulos de incidência, pois estes incidem sobre dois diferentes obstáculos ("parede": thetaiP e
"solo": thetaiS):
% theta4s: Refletido no solo
theta4s_afast_t2=atan((htx+hrx)./sqrt(G2.^2+(ytx+yrx).^2));
% theta4p: Refletido na parede direita
theta4p_afast_t2=atan((ytx+yrx)./sqrt(G2.^2+(htx+hrx).^2));
% theta5s: Refletido no solo
theta5s_afast_t2=atan((htx+hrx)./sqrt(G2.^2+(2.*w-ytx+yrx).^2));
% theta5p: Refletido na parede esquerda
theta5p_afast_t2=atand((2.*w-ytx-yrx)./sqrt(G2.^2+(htx+hrx).^2));

% thetat: Refletido no teto
thetat_afast_t2=(pi./2)-atan((2.*H-htx-hrx)./sqrt(G2.^2+(ytx-yrx).^2));% graus

% CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO:
% não temos coeficiente de reflexão no raio direto (RF0).
% RF4p: Coeficiente na lateral esquerda - coeficientes de reflexão verticais (paredes).
RF4p_afast_t2= (cos(theta4p_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta4p_afast_t2).^2))./(cos(theta4p_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta4p_afast_t2).^2));
% Valor encontrado RF2=-1
% RF4s: Coeficiente de reflexão do solo - coeficientes de reflexão horizontais (chão).
RF4s_afast_t2= (cos(theta4s_afast_t2)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta4s_afast_t2).^2))./(cos(theta4s_afast_t2)+(1/Er).*sqrt(Er-
sin(theta4s_afast_t2).^2));
% Valor encontrado RF1=-1
% RF5p: Coeficiente na lateral esquerda - coeficientes de reflexão verticais (paredes).
RF5p_afast_t2= (cos(theta5p_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta5p_afast_t2).^2))./(cos(theta5p_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta5p_afast_t2).^2));
% Valor encontrado RF2=-1
% RF5s: Coeficiente de reflexão do solo - coeficientes de reflexão horizontais (chão).
RF5s_afast_t2= (cos(theta5s_afast_t2)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(theta5s_afast_t2).^2))./(cos(theta5s_afast_t2)+(1/Er).*sqrt(Er-
sin(theta5s_afast_t2).^2));
% Valor encontrado RF1=-1

% RFt: Refletido no teto
RFt_afast_t2= (cos(thetat_afast_t2)-(1/Er).*sqrt(Er-sin(thetat_afast_t2).^2))./(cos(thetat_afast_t2)+(1/Er).*sqrt(Er-sin(thetat_afast_t2).^2)
);

% Calcular a expressão: p(i)=exp(-jkRi)/Ri onde k=2pi/lambda
p4_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda).*(R4_afast_t2 - R0_afast_t2))./R4_afast_t2;
p5_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda).*(R5_afast_t2 - R0_afast_t2))./R5_afast_t2;

% PERDA DE PERCURSO no sentido de AFASTAMENTO no túnel:
PL6raios2=-
10.*log10(((lambda./(4.*pi)).^2)*abs((p0_afast_t2+RF1_afast_t2.*p1_afast_t2+RF2_afast_t2.*p2_afast_t2+RF3_afast_t2.*p3_afast_t2+
RF4s_afast_t2.* RF4p_afast_t2.*p4_afast_t2+RF5s_afast_t2.* RF5p_afast_t2.*p5_afast_t2).^2));
% PL7raios2=-
10.*log10(((lambda./(4.*pi)).^2)*abs((p0_afast_t2+RF1_afast_t2.*p1_afast_t2+RFt_afast_t2.*pt_afast_t2+RF2_afast_t2.*p2_afast_t2+RF3
_afast_t2.*p3_afast_t2+ RF4s_afast_t2.* RF4p_afast_t2.*p4_afast_t2+RF5s_afast_t2.* RF5p_afast_t2.*p5_afast_t2).^2));

%%%%%%%%%%%%%%
% (8) MODELO DE 8 RAIOS E 9 RAIOS
%%%%%%%%%%%%%%

% SENTIDO AFASTAMENTO
% TRECHO 1

% CÁLCULO DOS RAIOS:
% R0 a R6 permanecem os mesmos
% R7: Raio refletido primeiro na parede direita e depois na parede esquerda
R7_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(htx-hrx).^2 + (2.*w + ytx -yrx).^2);
% R8: Raio refletido primeiro na parede esquerda e depois na parede direita
R8_afast_t1=sqrt((aj1).^2 +(htx-hrx).^2 + (2.*w - ytx +yrx).^2);

% *CÁLCULO DO ANGULO DE INCIDÊNCIA:
% theta7: Raio refletido na parede direita
theta7d_afast_t1=atan((2.*w+ytx-yrx)./sqrt(aj1.^2 + (htx-hrx).^2));
% theta7: Raio refletido na parede esquerda
theta7e_afast_t1=atan((2.*w-ytx+yrx)./sqrt(aj1.^2 + (htx-hrx).^2));
% theta8: Raio refletido na parede direita
theta8d_afast_t1=atan((2.*w+ytx-yrx)./sqrt(aj1.^2 + (htx-hrx).^2));
% theta8: Raio refletido na parede esquerda
theta8e_afast_t1=atan((2.*w-ytx+yrx)./sqrt(aj1.^2 + (htx-hrx).^2));

```

```

% *CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO:
% RF7: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF7d_afast_t1= (cos(theta7d_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta7d_afast_t1).^2))/(cos(theta7d_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta7d_afast_t1).^2));
% RF7: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF7e_afast_t1= (cos(theta7e_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta7e_afast_t1).^2))/(cos(theta7e_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta7e_afast_t1).^2));
% Valor encontrado RF1=-1
% RF8: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF8d_afast_t1= (cos(theta8d_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta8d_afast_t1).^2))/(cos(theta8d_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta8d_afast_t1).^2));
% RF8: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF8e_afast_t1= (cos(theta8e_afast_t1)-sqrt(Er-sin(theta8e_afast_t1).^2))/(cos(theta8e_afast_t1)+sqrt(Er-sin(theta8e_afast_t1).^2));
% Valor encontrado RF1=-1

% Calcular a expressão: p(i)=exp(-jkRi)/Ri onde k=2pi/lambda
p7_afast_t1=exp(-j*(2.*pi./lambda).*(R7_afast_t1-R0_afast_t1))./R7_afast_t1;
p8_afast_t1=exp(-j*(2.*pi./lambda).*(R8_afast_t1-R0_afast_t1))./R8_afast_t1;

% PERDA DE PERCURSO no sentido de AFASTAMENTO no túnel.
PL8raios1=-
10.*log10(((lambda./4.*pi).^2)*abs((p0_afast_t1+RF1_afast_t1.*p1_afast_t1+RF2_afast_t1.*p2_afast_t1+RF3_afast_t1.*p3_afast_t1+
RF4s_afast_t1.*RF4p_afast_t1.*p4_afast_t1+RF5s_afast_t1.*RF5p_afast_t1.*p5_afast_t1+RF7d_afast_t1.*
RF7e_afast_t1.*p7_afast_t1+RF8d_afast_t1.*RF8e_afast_t1.*p8_afast_t1).^2));
PL9raios1=-
10.*log10(((lambda./4.*pi).^2)*abs((p0_afast_t1+RF1_afast_t1.*p1_afast_t1+RF2_afast_t1.*p2_afast_t1+RF3_afast_t1.*p3_afast_t1+
RF4s_afast_t1.*RF4p_afast_t1.*p4_afast_t1+RF5s_afast_t1.*RF5p_afast_t1.*p5_afast_t1+RF7d_afast_t1.*p7_afast_t1+RF7e_afast_t1.*
RF7e_afast_t1.*p7_afast_t1+RF8d_afast_t1.*RF8e_afast_t1.*p8_afast_t1).^2));

% TRECHO 2

% CÁLCULO DOS RAIOS:
% R0 a R6 permanecem os mesmos
%R7: Raio refletido primeiro na parede direita e depois na parede esquerda
R7_afast_t2=sqrt((G2).^2+(htx-hrx).^2+(2*w+ytx-yrx).^2);
%R8: Raio refletido primeiro na parede esquerda e depois na parede direita
R8_afast_t2=sqrt((G2).^2+(htx-hrx).^2+(2*w-ytx+yrx).^2);

% *CÁLCULO DO ANGULO DE INCIDÊNCIA:
%theta7: Raio refletido na parede direita
theta7d_afast_t2=atan((2*w+ytx-yrx)/sqrt(G2.^2+(htx-hrx).^2));
%theta7: Raio refletido na parede esquerda
theta7e_afast_t2=atan((2*w-ytx+yrx)/sqrt(G2.^2+(htx-hrx).^2));
%theta8: Raio refletido na parede direita
theta8d_afast_t2=atan((2*w+ytx-yrx)/sqrt(G2.^2+(htx-hrx).^2));
%theta8: Raio refletido na parede esquerda
theta8e_afast_t2=atan((2*w-ytx+yrx)/sqrt(G2.^2+(htx-hrx).^2));

% *CÁLCULO DOS COEFICIENTES DE REFLEXÃO:
% RF7: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF7d_afast_t2= (cos(theta7d_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta7d_afast_t2).^2))/(cos(theta7d_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta7d_afast_t2).^2));
% RF7: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF7e_afast_t2= (cos(theta7e_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta7e_afast_t2).^2))/(cos(theta7e_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta7e_afast_t2).^2));
% Valor encontrado RF1=-1
% RF8: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF8d_afast_t2= (cos(theta8d_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta8d_afast_t2).^2))/(cos(theta8d_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta8d_afast_t2).^2));
% RF8: Coeficiente de reflexão nas paredes laterais - coeficientes de reflexão vertical (parede).
RF8e_afast_t2= (cos(theta8e_afast_t2)-sqrt(Er-sin(theta8e_afast_t2).^2))/(cos(theta8e_afast_t2)+sqrt(Er-sin(theta8e_afast_t2).^2));
% Valor encontrado RF1=-1

% Calcular a expressão: p(i)=exp(-jkRi)/Ri onde k=2pi/lambda
p7_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda).*(R7_afast_t2-R0_afast_t2))./R7_afast_t2;
p8_afast_t2=exp(-j*(2.*pi./lambda).*(R8_afast_t2-R0_afast_t2))./R8_afast_t2;

% PERDA DE PERCURSO no sentido de AFASTAMENTO no túnel.
PL8raios2=-
10.*log10(((lambda./4.*pi).^2)*abs((p0_afast_t2+RF1_afast_t2.*p1_afast_t2+RF2_afast_t2.*p2_afast_t2+RF3_afast_t2.*p3_afast_t2+
RF4s_afast_t2.*RF4p_afast_t2.*p4_afast_t2+RF5s_afast_t2.*RF5p_afast_t2.*p5_afast_t2+RF7d_afast_t2.*
RF7e_afast_t2.*p7_afast_t2+RF8d_afast_t2.*RF8e_afast_t2.*p8_afast_t2).^2));
PL9raios2=-
10.*log10(((lambda./4.*pi).^2)*abs((p0_afast_t2+RF1_afast_t2.*p1_afast_t2+RF2_afast_t2.*p2_afast_t2+RF3_afast_t2.*p3_afast_t2+
RF4s_afast_t2.*RF4p_afast_t2.*p4_afast_t2+RF5s_afast_t2.*RF5p_afast_t2.*p5_afast_t2+RF7d_afast_t2.*p7_afast_t2+RF7e_afast_t2.*
RF7e_afast_t2.*p7_afast_t2+RF8d_afast_t2.*RF8e_afast_t2.*p8_afast_t2).^2));

%%%%%%%%%%
% (8) MODELO "Lightweight" para LOS
%%%%%%%%%%

```

```

htunnel=8.39; %altura do túnel - em metros
w=12.3; %largura do túnel - em metros
const=(htunnel-w)+w/(htunnel*lambda);
PLs1=const.*log10(aj1);%Perda máxima sem veículos entre Tx e Rx
PLs2=const*log10(G2);

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
nfig = nfig+1;
figure(nfig); %grafico - TODOS OS MODELOS DA DISSERTAÇÃO - TRECHO 1
plot(G1,PL_med1,'y'),hold on,grid on
plot(G1,PL_ajustada1,'k'),hold on
plot(G1,FSPL_d1,'c'),hold on
plot(aj1,PLlogdist1,'k'),hold on,
plot(aj1,PL2raios1,'m'),hold on,
plot(aj1,PL4raios1,'r'), hold on
%plot(aj1,PL5raios1,'c'),hold on,
plot(aj1,PL6raios1,'k'),hold on
%plot(aj1,PL7raios1,'m'),hold on
plot(aj1,PL8raios1,'b'), hold on
%plot(aj1,PL9raios1,'g'), hold on
plot(aj1,PLs1,'-m'),hold off
xlabel('distância(m)'),ylabel('Perda (dB)'),title('Trecho 1'),
legend('Medida','Ajustada','Esp. liv.','Log-dist.','2 raios','4 Raios','6 Raios','8 raios','Simplif.').grid on,hold off;

nfig = nfig+1;
figure(nfig); %grafico - TODOS OS MODELOS DA DISSERTAÇÃO - TRECHO 2
plot(G2,PL_med2,'y'),hold on,grid on
plot(G2,PL_ajustada2,'k'),hold on
plot(G2,FSPL_d2,'c'),hold on,
plot(G2, PLlogdist2,'k'),hold on,
plot(G2,PL2raios2,'m'), hold on,
plot(G2,PL4raios2,'r'), hold on
%plot(G2,PL5raios2,'k'),hold on
plot(G2,PL6raios2,'k'),hold on
%plot(G2,PL7raios2,'m'),hold on
plot(G2,PL8raios2,'b'),hold on
%plot(G2,PL9raios2,'g'), hold on
plot(G2,PLs2,'-m'),hold on
plot(aj2,PL_slope2,'g'),hold on,
plot(aj3,PL_slope3,'g'),hold on,
xlabel('distância(m)'),ylabel('Perda (dB)'),title('Trecho 2')
legend('Medida','Ajustada','Esp. liv.','Log-dist.','2 raios','4 raios','6 raios','8 raios','Simplif.','2a.slope','3a.slope').grid on;hold off;

% GRÁFICO ÚNICO
nfig = nfig+1;
figure(nfig);
plot(distancia_afast,PL_med,'g'),hold on,grid on

plot(G1,PL_ajustada1,'k'),hold on
plot(G1,FSPL_d1,'y'),hold on
plot(aj1,PLlogdist1,'r'),hold on,
plot(aj1,PL2raios1,'c'),hold on,
plot(aj1,PL4raios1,'-r'), hold on
plot(aj1,PL6raios1,'-k'),hold on
plot(aj1,PL8raios1,'b'), hold on
%plot(aj1,PL9raios1,'g'), hold on
plot(aj1,PLs1,'m'),hold on
plot(aj2,PL_slope2,'g'),hold on,
plot(aj3,PL_slope3,'g'),hold on,

plot(G2,PL_ajustada2,'k'),hold on
plot(G2,FSPL_d2,'y'),hold on,
plot(G2,PLlogdist2,'r'),hold on,
plot(G2,PL2raios2,'c'), hold on,
plot(G2,PL4raios2,'-r'), hold on
plot(G2,PL6raios2,'-k'),hold on
plot(G2,PL8raios2,'b'),hold on
%plot(G2,PL9raios2,'g'),hold on
plot(G2,PLs2,'m'),hold on
plot(aj2,PL_slope2,'g'),hold on,
plot(aj3,PL_slope3,'g'),hold on,
xlabel('distância(m)', 'fontsize', 14),ylabel('Perda (dB)', 'fontsize', 14),title('Percurso completo', 'fontsize', 14),legend('Medida','Ajustada',
'Esp. liv.','Log-dist.','2 raios','4 raios','6 raios','8 raios','Simplif.','2a.slope','3a.slope').grid on; hold off

```

APÊNDICE B: 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

