

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

DAYANA SILVA CARVALHO

SONDAGEM EM FAIXA LARGA DE CANAL EM AMBIENTE SUBURBANO PARA
SISTEMA DE QUINTA GERAÇÃO

Niterói – RJ

2018

DAYANA SILVA CARVALHO

SONDAGEM EM FAIXA LARGA DE CANAL EM AMBIENTE SUBURBANO PARA
SISTEMA DE QUINTA GERAÇÃO

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense.

Orientador: Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez
Castellanos

Co-orientador: Tadeu Nagashima Ferreira

Niterói-RJ

2018

CARVALHO, Dayana Silva

Sondagem em faixa larga de canal em ambiente suburbano para sistema de quinta geração/ Dayana Silva Carvalho. – 2018.

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

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal Fluminense. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações, 2018.

Orientador: Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos.

Co-orientador: Tadeu Nagashima Ferrerira.

1. Sondagem de canal. 2. Ambiente suburbano. 3. 5G. 4. Retardo médio. 5. Retardo RMS. I. Castellanos, Pedro Vladimir Gonzalez. II. Ferreira, Tadeu Nagashima. III. Universidade Federal Fluminense. IV. Título.

CDD: 621.3

DAYANA SILVA CARVALHO

SONDAGEM EM FAIXA LARGA DE CANAL EM AMBIENTE SUBURBANO PARA
SISTEMA DE QUINTA GERAÇÃO

Dissertação apresentada como requisito parcial para
obtenção do grau de Mestre, pelo Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações
da Universidade Federal Fluminense.

Aprovada em novembro de 2018.

BANCA EXAMINADORA

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

Prof. Dr. Tadeu Nagashima Ferreira - Co-orientador
Universidade Federal Fluminense

Profa. Dra. Leni Joaquim de Matos
Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. Carlos Vinicio Rodríguez Ron
Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia - INMETRO

Niterói-RJ

2018

Dedico este trabalho à minha mãe Sandra Luiza e minha
irmã Stefane Carvalho, pelo carinho e pela compreensão
nos momentos em que a dedicação aos estudos foi
exclusiva.

AGRADECIMENTOS

A Deus, sempre presente, por me permitir usufruir desta oportunidade.

A minha querida mãe e a minha querida irmã por sempre acreditarem e torcerem por mim.

Ao meu orientador Professor Pedro Gonzalez, por ensinar e confiar, sempre muito paciente.

Ao meu co-orientador Professor Tadeu Ferreira pela oportunidade, ensinamentos e parceria, se colocando presente a todo momento.

À Professora Leni Joaquim, pelos ensinamentos, pela paciência, atenção e paixão pelo que faz.

Ao Professor e grande amigo Edson Cataldo por ensinar e aconselhar sempre de forma positiva.

À grande amiga Inez Valente de Almeida, por toda ajuda e apoio.

Aos amigos de graduação e mestrado Daniel Vidal e Fernando Oliveira pelas conversas, ajuda nas medições realizadas.

À CAPES e à UFF pelos auxílios concedidos, sem os quais este trabalho não teria sido realizado.

Conheça todas as teorias, domine todas as técnicas, mas ao tocar uma
alma humana, seja apenas outra alma humana.

Carl G. Jung

RESUMO

A cada dia que passa, maior é a necessidade das pessoas estarem conectadas seja para interação com outras pessoas ou para monitoramento, à distância, de dispositivos eletrônicos como, por exemplo, câmeras de segurança e sensores. A fim de atender o aumento exponencial de pessoas e dispositivos conectados, principalmente pela rede sem fio, diversos desafios surgem na implementação das redes celulares móveis, principalmente quanto ao planejamento da área de cobertura. Em particular, temos a faixa de frequência de 3,5 GHz, que receberá a tecnologia 5G, prevista para chegar no Brasil em 2025. Como não existe, à disposição, muito estudo quanto ao comportamento do canal, sua caracterização é fundamental e, neste trabalho, foram realizadas medições em banda larga numa região suburbana na cidade do Rio de Janeiro. Tais medições ocorreram na faixa de 3,5 GHz, uma das faixas candidatas para a operação do sistema 5G. Foram geradas as estatísticas da dispersão do canal de propagação nesta faixa e os dados de retardo médio e retardo RMS foram ajustados de acordo com as distribuições de probabilidade definidas na literatura.

Palavras-chave: Sondagem de canal. Ambiente suburbano. 5G. Retardo médio. Retardo RMS.

ABSTRACT

With every passing day, people need to be connected either to interact with other people or to monitor, from a distance, electronic devices, such as security cameras and sensors. In order to meet the exponential increase in people and connected devices, especially through the wireless network, several challenges arise in the implementation of mobile cellular networks, especially in the planning of the coverage area. In particular, 3.5-GHz frequency band will receive the 5G technology, scheduled to arrive in Brazil in 2025. Since there are not many studies available on the behavior of the channel, their characterization is fundamental. In this work, broadband measurements were taken in a suburban region in the city of Rio de Janeiro. Measurements were made in the 3.5 GHz band, which is one of the candidate bands for the operation of the 5G system. The propagation channel dispersion statistics were generated in this range and the mean delay and RMS delay data were adjusted according to the probability distributions defined in the literature.

Keywords: Channel sounding. Suburban environment. 5G. Medium delay. RMS delay.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Envoltória de um sinal em um ambiente rádio móvel.....	22
Figura 2 - Diagrama esquemático das Funções de Sistema.....	32
Figura 3 - Relações entre as Funções de Correlação do Canal.....	34
Figura 4 - Relação entre as Funções de Correlação dos canais WSSUS.....	39
Figura 5 - Gerador de Sequências PN com n_6	49
Figura 6 - Função de Autocorrelação de uma Sequência PN.....	54
Figura 7 - Edifício Higienópolis onde foi instalada a antena Transmissora.....	55
Figura 8 - Rota 1.....	56
Figura 9 - Rota 2.....	56
Figura 10 - Diagrama de blocos do <i>Setup</i> de Transmissão.....	58
Figura 11 - Curva de Linearidade do Amplificador MILMEGA.....	59
Figura 12 - Diagrama em blocos do <i>Setup</i> de Recepção.....	61
Figura 13 - Percorso realizado para realização das medidas em 3,5 GHz nos bairros de Del Castilho e Higienópolis.....	62
Figura 14 - Símbolo OFDM - Componentes I e Q no domínio da frequência - <i>Software IQ Producer</i>	64
Figura 15 - Dados resultantes do pós-processamento dos dados capturados nas rotas de medição.....	65

Figura 16 - Vista de cima Percurso Rota 1 e os níveis de potência em cada ponto da rota.....	67
Figura 17 - Vista de cima Percurso Rota 2 e os níveis de potência em cada ponto da rota.....	68
Figura 18 - Perfil de Potência de Retardo - Rota 1.....	68
Figura 19 - Perfil de Potência de Retardo - Rota 2.....	69
Figura 20 - Perfis de Retardos com Multipercursos Assinalados - Rota 1.....	70
Figura 21 - Perfis de Retardos com Multipercursos Assinalados - Rota 2.....	71
Figura 22 - Retardo Médio - Rota 1.....	72
Figura 23 - Valores dos Retardos Médio sem a presença de <i>outliers</i> – Rota 2.....	72
Figura 24 - Valores dos Retardos Médio sem a presença de <i>outliers</i> - Rota 2.....	73
Figura 25 - Vista de cima da Rota 1 e Valores de Retardo médio.....	73
Figura 26 - Vista de cima da Rota 2 e Valores de Retardo médio.....	74
Figura 27 - Funções Densidade de Probabilidade - Rota 1.....	75
Figura 28 - Funções Densidade de Probabilidade - Rota 2.....	75
Figura 29 - Valores dos Retardos RMS sem a presença de <i>outliers</i> – Rota 1.....	77
Figura 30 - Valores dos Retardos Médio sem a presença de <i>outliers</i> - Rota 2.....	78
Figura 31 - Histograma dos Retardos RMS e funções densidade de probabilidade - Rota 1	79

Figura 32 - Histograma dos Retardos RMS e funções densidade de probabilidade - Rota 2

.....79

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Expoente de perda de percurso para diferentes ambientes.....	29
Tabela 2 - Polinômios Primitivos.....	51
Tabela 3 - Especificações dos Equipamentos utilizados na Transmissão.....	57
Tabela 4 - Parâmetros <i>Setup</i> de Transmissão.....	59
Tabela 5 - <i>Setup</i> de Recepção.....	60
Tabela 6 - Parâmetro do <i>Setup</i> de Recepção.....	61
Tabela 7 - Parâmetros do sinal OFDM.....	63
Tabela 8 - Estatísticas do Retardo Médio para as rotas 1 e 2.....	71
Tabela 9 - Parâmetros Estimados para cada distribuição por Máxima verossimilhança para o Retardo Médio.....	76
Tabela 10 - Estatísticas do Retardo RMS para as rotas 1 e 2.....	77
Tabela 11 - Parâmetros Estimados para cada distribuição por Máxima verossimilhança para os Retardos RMS.....	80
Tabela 12 - Estatísticas do Retardo Médio e Retardo RMS para limiar da sonda em 20% - Rota 1.....	81
Tabela 13 - Estatísticas do Retardo Médio para limiar da sonda em 20% - Rota 2.....	82
Tabela 14 - Estatísticas do Retardo Médio 3 Espalhamento para limiar da sonda em 10% - Rota 1.....	82

Tabela 15 - Estatísticas do Retardo Médio para limiar da sonda em 10% - Rota 2.....83

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	17
1.1	MOTIVAÇÃO	18
1.2	OBJETIVOS	18
1.3	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO	18
2	CANAL DE RÁDIO MÓVEL (CRM)	20
2.1	MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO	20
2.2	CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA ESTREITA	21
2.2.1	<u>Distribuições Associadas ao Desvanecimento Rápido</u>	23
2.2.2	<u>Distribuições Associadas ao Desvanecimento Lento</u>	25
2.2.3	<u>Modelo de Perda de Percurso (<i>Path Loss</i>)</u>	26
2.2.3.1	Propagação no Espaço Livre	26
2.2.3.2	Modelo de Perda de Caminho Log-Distância	28
2.3	CARACTERIZAÇÃO EM BANDA LARGA	29
2.3.1	Caracterização dos Canais Determinísticos	30
2.3.2	Canais Aleatórios	32
2.3.3	Canais Reais	34
2.4	PARÂMETROS DE DISPERSÃO	40
2.4.1	<u>Parâmetros Temporais</u>	40
2.4.1.2	Espalhamento de Retardo (<i>Delay Spread</i> - σ_τ)	41
2.4.1.3	Banda de Coerência	41
2.4.2	<u>Parâmetros de Frequência</u>	42
2.4.2.1	Espalhamento Doppler (σ_D)	42
2.4.2.2	Espalhamento Doppler	43
2.4.2.3	Tempo de Coerência do Canal	43
3	TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL RÁDIO MÓVEL	45
3.1	SONDAGEM EM FAIXA ESTREITA	45
3.2	SONDAGEM EM FAIXA LARGA	46
3.2.1	<u>Sondagem no domínio da Frequência: Técnica de Varredura de Frequência</u>	47
3.2.2	<u>Sondagem no domínio do Tempo</u>	48
3.2.2.1	Sondagem por Pulso Periódico	48
3.2.2.2	Sequências Pseudo-Aleatórias (PN sequence)	48
3.2.2.3	Convolução por Filtro Casado	51

3.2.2.4	Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada (Swept Time-Delay Cross-Correlation -STDCC)	53
4	METODOLOGIA DE MEDIÇÃO	55
4.1	AMBIENTE DE MEDIÇÕES	55
4.2	SETUP DE MEDIÇÕES	57
4.2.1	<u>Setup de Transmissão</u>	57
4.2.2	<u>Setup de Recepção</u>	60
4.3	METODOLOGIA	61
4.3.1	<u>Criação dos Sinais de Teste OFDM para a Sondagem</u>	62
4.4	CAMPANHA DE MEDIÇÕES	64
5	PROCESSAMENTO DOS SINAIS E ANÁLISE DOS RESULTADOS	66
5.1	ANÁLISE ESTATÍSTICA	66
5.2	CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA LARGA DO CANAL EM AMBIENTE SUBURBANO	67
5.2.1	<u>Retardo Médio</u>	71
5.2.2	<u>Retardo RMS</u>	76
5.3	SENSIBILIDADE DA SONDA	80
6	CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES	84
6.1	CARACTERIZAÇÃO EM BANDA LARGA	84
6.2	SENSIBILIDADE DA SONDA	84
6.3	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	85
	REFERÊNCIAS	86

1 INTRODUÇÃO

A quinta geração (5G) da internet sem fio é a próxima etapa na evolução das comunicações móveis, projetada para ser implementada em 2020, com previsão para chegar ao Brasil em 2025 [1]. A tecnologia 5G tem como características o aumento da taxa, aproximadamente 10 a 100 vezes maior que as redes de 4G, maior cobertura (cobertura de 100%), disponibilidade próxima de 100% e baixa latência, dentre as mais importantes. O 5G deverá incluir um conjunto de tecnologias, que visam mudar radicalmente nossas vidas, pessoal e profissional, através de aplicações e serviços inovadores, como saúde remota, carros inteligentes, robôs sem fio e comunicação com drones[1][2][3].

Além do uso do telefone inteligente, o 5G precisa ser capaz de fornecer um *backbone* que seja capaz de conectar bilhões de dispositivos para a futura IoT (Internet das coisas), sendo capaz de suportar milhares de dispositivos por quilômetro quadrado. Segundo [4] a Internet como infraestrutura de rede de comunicação está em processo de transição para a Internet das coisas (IoT), sendo criada em torno de interconexões inteligentes de pessoas e objetos em todo o mundo.

O 5G (*Fifth Generation*) ainda não foi padronizado, porém estudos realizados pela União Internacional de Telecomunicações (UIT) mostrou que a tecnologia fará uso de frequências mais altas. Em países como Estados Unidos e Coréia do Sul o uso deve acontecer na frequência de 28 GHz, porém no Brasil o uso dessa frequência foi descartado, pois causa impacto direto na banda larga via satélite. A Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) pretende licitar, no próximo ano, a faixa de 3,5 GHz, propícia para receber a nova tecnologia.

Para conseguir disponibilizar o 5G em tal frequência existe uma questão técnica. Essa faixa, atualmente, é ocupada por receptores de TV aberta via satélite, na chamada “banda C estendida”. Para impedir a interferência entre os serviços, a colocação de filtros seria uma das exigências na licitação e nos contratos com as operadoras de celular. O ambiente de sondagem típico de operação é do tipo urbano pouco denso. Parâmetros estatísticos de dispersão temporal como o retardo médio e o espalhamento de retardo devem ser determinados.

1.1 MOTIVAÇÃO

As redes 5G, em breve, entrarão em operação no Brasil e em grande parte do mundo, com previsão de serem implementadas no Brasil em 2025, segundo a ANATEL. Atualmente, todas as grandes cidades já operam com a tecnologia 4G pois, segundo a ANATEL todas as cidades com mais de 200 mil habitantes possuiriam a tecnologia 4G até o final de 2015.

Em 2015, no trabalho realizado por Pinna [6], foi feito um estudo sobre a tecnologia 4G para uma melhor compreensão deste padrão que estava em desenvolvimento no país. Foi feito um estudo sobre o comportamento do canal rádio móvel na faixa de 700 MHz. Como o estudo do comportamento do canal é de extrema importância para que um sistema de comunicação sem fio seja corretamente dimensionado, tal estudo será realizado para a faixa de 3,5 GHz, que segundo a ANATEL será utilizada para receber a tecnologia 5G [7].

1.2 OBJETIVOS

O objetivo deste trabalho é a caracterização experimental faixa larga do canal rádio móvel, em um ambiente suburbano, na faixa de 3,5 GHz, uma nova faixa de frequências a ser adotada para a telefonia móvel no Brasil. O sinal captado por uma antena fixada no teto de um veículo de passeio, com altura de 1,5 m, transmitido de uma antena do topo de um edifício. São analisadas as amostras deste sinal a fim de se verificar a variação dos parâmetros de dispersão devido aos multipercursos. Também é feita uma análise na sensibilidade da sonda utilizada.

1.3 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A organização deste trabalho é a seguinte: O primeiro capítulo apresenta a motivação e objetivos da dissertação. No segundo capítulo, são apresentados os modelos teóricos referentes à caracterização do canal banda estreita e banda larga. No terceiro capítulo, serão apresentadas, de forma resumida, as principais técnicas de sondagem utilizadas para se caracterizar um canal em banda estreita e em banda larga. No quarto capítulo será apresentado o *setup* de medições, onde estarão descritos os equipamentos utilizados na transmissão e na recepção do sinal de teste e a metodologia empregada. No capítulo 5, é feita uma descrição do processamento desses dados e a obtenção dos parâmetros de dispersão temporal do canal,

além de uma análise da sonda utilizada. O capítulo 6 apresenta as conclusões obtidas no trabalho e sugestões para continuação dessa pesquisa em trabalhos futuros.

2 O CANAL RÁDIO MÓVEL (CRM)

O canal de propagação rádio móvel é a parte do sistema de comunicação sem fio entre a antena transmissora e receptora onde uma delas ou ambas podem estar em movimento [8]. Quando os objetos ao redor do transmissor e/ou receptor se movem constantemente dizemos que o canal é variante no tempo e como essa variação acontece de maneira aleatória, caracterizamos a resposta do canal rádio móvel como um processo estocástico devendo ser tratado de forma estatística.

Chamamos de caracterização de canal rádio móvel o estudo do comportamento do canal sobre o sinal se propaga e o objetivo deste estudo é o de auxiliar os projetos de sistemas móveis, visando usar as formas de modulação de maneira eficiente e buscando aumentar as taxas de transmissão de forma significativa [9].

2.1 MECANISMOS DE PROPAGAÇÃO

Os fenômenos que governam a radiopropagação nos diversos ambientes são variados e complexos e, geralmente, são atribuídos a três mecanismos básicos de propagação: reflexão, difração e espalhamento [10].

A reflexão ocorre quando as ondas eletromagnéticas atingem obstáculos muito maiores que seu comprimento de onda. As ondas refletidas na terra, em prédios ou grandes construções podem interferir tanto de forma construtiva quanto destrutiva no sinal que chega num receptor.

A difração ocorre quando o meio de comunicação entre a antena transmissora e receptora está obstruído por um obstáculo. Baseado no princípio de Huygens, ondas secundárias são formadas atrás das obstruções mesmo não havendo linha de visada (LOS – *Line Of Sight*) entre o transmissor e o receptor. A difração explica como os sinais de radiofrequência (RF) conseguem se propagar em ambientes urbanos e rurais mesmo sem visada. Este fenômeno também é conhecido como somreamento pois o sinal difratado consegue chegar ao receptor mesmo que esteja em região de sombra por conta de alguma obstrução.

O espalhamento normalmente acontece quando o canal rádio contém objetos da mesma ordem de tamanho do comprimento de onda do sinal propagante, ou menor. O espalhamento segue o mesmo fenômeno físico da difração e faz com que o sinal transmitido

seja retransmitido em diversas direções diferentes. Na análise teórica dos mecanismos de propagação, o espalhamento tem mostrado ser o mais difícil dos três mecanismos de propagação, razão pela qual a modelagem empregada na prática é, em geral, empírica com a obtenção dos dados de forma experimental através de campanhas de medições.

O desempenho dos sistemas de comunicação depende totalmente do ambiente de propagação nas vizinhanças do transmissor e do receptor. O sinal transmitido pela antena transmissora e que chega à antena receptora pode variar, dependendo dos obstáculos encontrados pelo caminho onde se pode ter uma situação de visibilidade, quando não existem obstáculos ou estes obstruem em até 60% do elipsoide de Fresnel, ou uma situação onde não existe visibilidade entre o transmissor e o receptor, por conta de obstruções. Estas podem ser naturais como, por exemplo, montanhas ou obstáculos artificiais como edificações e, neste caso, o sinal recebido pela antena chega basicamente por reflexões e ou difrações.

Nas comunicações rádio móveis, o receptor está em constante movimento e, frequentemente, está na presença de obstáculos e, nestas condições, o sinal transmitido chegará ao destino através de reflexões, difrações e/ou espalhamento sofrendo alterações em sua intensidade [10]. Por isso, diante da complexidade dos ambientes de comunicação, o estudo e a caracterização do canal rádio é de vital importância para os engenheiros de telecomunicações, pois auxiliam nas construções de modelos de previsão do comportamento do sinal, de acordo com o ambiente de propagação. A análise e modelagem podem ser realizadas em faixa estreita e em faixa larga, permitindo gerar estatísticas da variação do sinal recebido cujos parâmetros dependerão do tipo de sondagem.

2.2 CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA ESTREITA

Na caracterização em faixa estreita é possível se determinar a área de cobertura dos sistemas de comunicação sem fio. Dependendo da metodologia adotada e a forma da coleta das medidas, podem-se ter dados de potência recebida e nível de variação do sinal de acordo com o deslocamento do receptor. A medição é realizada através da transmissão de uma onda contínua não modulada (CW – *continuous wave*), sendo a sondagem do canal realizada, basicamente, em uma única frequência. Contudo, como a antena receptora é móvel, existirá uma pequena variação em torno da portadora devido ao efeito Doppler.

Os efeitos no sinal propagado causados pelo canal rádio são responsáveis pela variação da intensidade e fase com que o sinal chega na recepção. Na caracterização em faixa

estreita, podem ser analisados vários fenômenos onde serão comentados os principais, que são: desvanecimento em pequena escala, desvanecimento em grande escala e o decaimento do sinal com a distância denominado *path loss*.

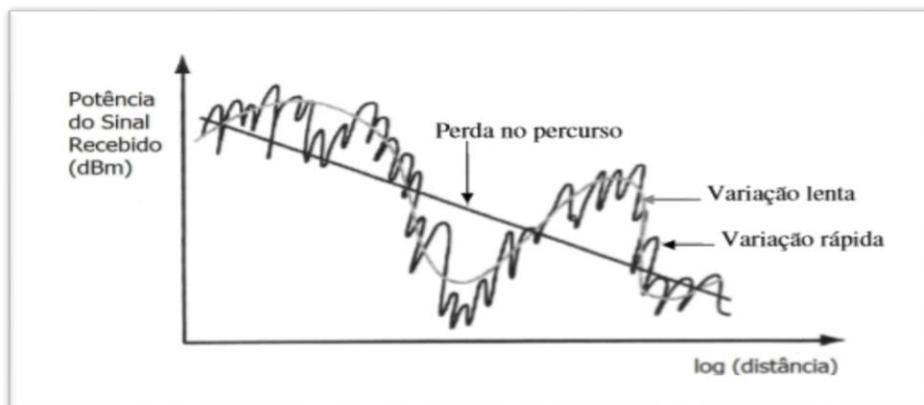
Conforme [11], o desvanecimento em pequena escala, é aquele ocasionado pelo espalhamento do sinal em árvores, pessoas, carros, etc. gerando réplicas do sinal que em curtos espaços de tempo e curtas distâncias percorrem múltiplos percursos (multipercursos) que chegam à antena receptora com bruscas mudanças de amplitude e fase e em retardos de tempo diferentes, causando efeitos construtivos ou destrutivos na envoltória do sinal. Tal desvanecimento possui comportamento aleatório podendo ser caracterizado por uma distribuição estatística de Rayleigh, geralmente, quando não existe linha de visada entre o transmissor e o receptor, ou uma distribuição estatística de Rice, representando o comportamento do sinal quando existe visada e multipercursos.

O desvanecimento de longo prazo, também conhecido como desvanecimento em larga escala ou lento, representa a atenuação na média local do sinal recebido devido às mudanças das condições de recepção, ocasionadas pelo movimento do receptor em relação ao transmissor. A variação em larga escala também possui comportamento aleatório, que pode ser representado por uma distribuição estatística log-normal, em geral.

O decaimento do sinal com a distância, também conhecido como perda de percurso (*Path Loss*) trata da atenuação ocorrida na potência média do sinal recebido devido à propagação no canal rádio.

A Figura 1 apresenta um exemplo de como estas características podem ser analisadas através do gráfico de potência recebida do sinal.

Figura 1—Envoltória de um sinal em um ambiente rádio móvel.



Fonte: MATOS, Leni Joaquim. Caracterização do canal de propagação rádio móvel. Apostila

2.2.1 Distribuições Associadas ao Desvanecimento Rápido

Desvanecimento rápido, ou de curto prazo, se refere às mudanças drásticas de amplitude e fase do sinal, resultantes de pequenas variações (tão pequenas quanto frações do comprimento de onda) na separação espacial entre o transmissor e o receptor. Esse fenômeno é causado pela interferência entre duas ou mais contribuições (réplicas do sinal) do sinal transmitido, que chegam ao receptor em um instante de tempo. Tais componentes são chamadas de componentes de multipercorso, que se combinam vetorialmente no receptor, resultando em um sinal que pode variar amplamente em sua amplitude e em sua fase.

Devido à variação rápida de sinal recebido possuir um comportamento estatístico, esta pode ser representada por uma função densidade de probabilidade (f.d.p.). Dependendo do tipo de condição de canal, as mais comuns são a distribuição de densidade de probabilidade do tipo Rayleigh, Rice ou Nakagami-m.

A distribuição Rayleigh diz respeito ao modelo físico que parte do princípio da existência de um número razoavelmente grande de componentes de multipercursos, com diferentes fases e potências próximas. A distribuição Rayleigh ajusta as variações rápidas de recepção numa condição de recepção, onde não existe visada entre as antenas transmissoras e receptoras e a maioria das contribuições do sinal no receptor é devido à múltiplas reflexões, ou seja, em um ambiente de propagação Rayleigh, o sinal recebido é composto, principalmente, de ondas refletidas, sendo uma função apenas da variável σ_r :

A densidade $p(r)$ é dada por:

$$\begin{cases} p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} e^{\left(\frac{-r^2}{2\sigma_r^2}\right)}, \forall r \geq 0 \\ 0, r < 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

Onde:

r é a envoltória do sinal e σ_r^2 é a variância das componentes em fase e em quadratura, que compõem o sinal r [12].

A distribuição Rice, assim como a distribuição Rayleigh, também parte do princípio da existência de um número suficientemente grande de multipercursos, porém, descreve a variação, em pequena escala, da envoltória do sinal recebido em um ambiente de propagação com múltiplos percursos, onde existe uma linha de visada direta entre o transmissor e o receptor. Conforme [13], a função densidade de probabilidade em função de r é dada por:

$$\begin{cases} p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} e^{\left(\frac{-(r^2+a^2)}{2\sigma_r^2}\right)} I_0\left(\frac{ar}{\sigma_r^2}\right), \forall r \geq 0 \\ 0, r < 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

Onde:

r é a envoltória do sinal, $a^2/2$ é a potência da onda recebida na linha de visada, σ_r^2 é a potência da correspondente difusa e:

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{xcos\theta} d\theta \quad (2.3)$$

é a função de Bessel modificada, de ordem zero. Observa-se que, se $a = 0$ em (2.2) a distribuição Rice se torna uma Rayleigh, visto não haver a onda direta.

A distribuição Nakagami- m , assim como a Rayleigh, também é usada para descrever as flutuações dos sinais originários de canais com desvanecimentos, porém, sua representação é mais genérica, sendo possível representar desvanecimentos mais severos. Sua função densidade de probabilidade é dada por [9]:

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-mr^2/\Omega} \quad (2.4)$$

Onde:

Ω é definido como:

$$\Omega = E(r^2) \quad (2.5)$$

e $\Gamma(\cdot)$ é a função Gama, definida como:

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} x^{m-1} e^{-x} dx \quad (2.6)$$

e o parâmetro m , chamado fator de desvanecimento (*fading*) é definido como a razão dos momentos:

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2-\Omega)^2]}, m \geq \frac{1}{2} \quad (2.7)$$

Diferentemente da distribuição de Rayleigh, a distribuição Nakagami-m possui dois parâmetros: m e Ω , o que permite uma modelagem mais precisa do canal.

2.2.2 Distribuições Associadas ao Desvanecimento Lento

O desvanecimento lento ou de longo prazo representa as flutuações do sinal recebido devido às mudanças das condições de recepção, por conta do movimento do receptor em relação ao transmissor. Este fenômeno é ocasionado pela obstrução total ou parcial da visada entre transmissor e receptor pelas condições de propagação, pelo perfil do terreno (morros, florestas, grandes construções urbanas, etc.). Dependendo de fatores como a frequência de operação, altura das antenas, largura e orientação de ruas em áreas urbanas, o fenômeno pode ser mais ou menos acentuado.

Se comparada com a condição de visibilidade em espaço livre, a potência do sinal num ambiente com obstruções é atenuada rapidamente à medida que o receptor se afasta da antena transmissora, caindo com o inverso da potência de ordem k da distância, com k assumindo valores de 3 a 4, dependendo do ambiente de propagação e características do sistema de comunicação [14]. Nestas condições, o sinal chega ao receptor, conforme citado anteriormente, basicamente através de reflexão, difração e espalhamento, na qual a flutuação da amplitude do sinal recebido pode ser modelada, através de função densidade de probabilidade Normal (ou log-normal, em dB).

Desta forma, o sombreamento pode ser modelado como uma incerteza em torno do valor nominal obtido a partir da perda de percurso, como sendo uma variável aleatória Gaussiana, medida em dB, que tem média nula e desvio padrão variando na faixa de $5 \leq \sigma_{dB} \leq 12dB$ [9]. Tal a f.d.p. é descrita por:

$$p(g) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} \exp\left[-\frac{(g-m_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right] \quad (2.8)$$

Onde:

g representa esta flutuação de potência, em dB.

Para uma melhor compreensão do desvanecimento em larga escala, se faz necessário estudar a atenuação que o sinal sofre em função da distância. Em um ambiente de propagação, sendo ele móvel ou não, o nível do sinal recebido diminui com a distância. Diversos modelos

de predição da atenuação com a distância (*Path Loss Models*) foram propostos onde todos eles, sendo empíricos ou analíticos, indicam que a potência média do sinal recebido decai linearmente de forma logarítmica com a distância.

2.2.3 Modelo de Perda de Percurso (*Path Loss*)

Nos itens seguintes serão descritos, brevemente, alguns dos principais modelos utilizados para calcular a atenuação do sinal com a distância.

2.2.3.1 Propagação no Espaço Livre

Trata-se de um modelo usado quando não há obstrução entre o transmissor e o receptor, servindo para prever a intensidade do sinal recebido. Enlaces de micro-ondas que possuem linha de visada e os sistemas de comunicação por satélite são exemplos de sistemas que experimentam propagação no espaço livre.

O modelo no espaço livre prevê que a potência recebida reduz em função da distância que separa as antenas transmissora e receptora. Neste modelo é feita uma comparação entre o sinal recebido com o sinal transmitido, considerando a ausência de obstáculos e reflexões. Apesar do espaço livre ser uma situação muito particular, o seu entendimento permite observar o comportamento do sinal em ambientes variados. A atenuação do sinal é uma relação entre a potência recebida e a potência transmitida e esta relação pode ser obtida a partir da fórmula de Friis [15].

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2 L} \quad (2.9)$$

Onde:

G_t é o ganho da antena de transmissão;

G_r é o ganho da antena de recepção;

d é a distância que separa as antenas;

λ é o comprimento de onda;

P_t é a potência de transmissão;

$P_r(d)$ é a potência de recepção;

L é o fator de perda do sistema não relacionado com a propagação ($L \geq 1$).

Na prática, os ganhos das antenas são fornecidos em dBi (ganho em dB em relação a uma antena isotrópica), logo a perda do caminho, que representa a atenuação do sinal como uma quantidade positiva, em dB, é a diferença (em dB) entre a potência transmitida e a potência recebida. Essa relação é dada pela seguinte equação:

$$PL[dB] = 10 \log \frac{P_t}{P_r} = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] - G_t - G_r + 10 \log L \quad (2.10)$$

Trata-se de uma previsão válida para a potência recebida (P_r) para uma distância d que se encontra no campo distante da antena. Entende-se região de campo distante, ou região de Fraunhofer, da antena transmissora à região além de uma distância, d_f que é calculada, aproximadamente, em função da maior dimensão linear de abertura da antena transmissora e com o comprimento de onda da portadora. A distância de Fraunhofer é dada por:

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.11)$$

Onde:

D é a maior dimensão linear física da antena, sendo:

$$d_f \gg D \text{ e } d_f \gg \lambda.$$

Podemos observar que a relação acima não é válida para $d = 0$, conseqüentemente os modelos de propagação fazem uso de uma distância de referência (d_0), onde a potência neste ponto é conhecida (trata-se de um ponto de referência). Desta forma, a potência recebida para distâncias $d > d_0$, estará relacionada a P_r em d_0 . A potência recebida no espaço livre a uma distância maior que d_0 será:

$$P_r(d) = P_r(d_0) \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \text{ Onde } d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.12)$$

2.2.3.2 Modelo de Perda de Caminho Log-Distância

Devido à grande variação do ambiente de propagação, numa mesma distância a potência recebida varia. Quando grandes obstáculos, como morros e edifícios estão localizados entre o transmissor e o receptor, aparece o efeito denominado sombreamento (*shadowing*), conforme explicado no item anterior, que pode interromper a comunicação por um instante por conta de “vales” (queda do sinal enquanto o móvel se encontra na condição de obstrução) na potência do sinal.

Para a predição do sinal de propagação em faixa estreita vários métodos de predição de perdas no percurso para canais rádio móvel terrestres. Estes modelos comumente utilizados durante o planejamento de sistemas celulares, têm sido amplamente discutidos na literatura. Entre tais modelos, podemos citar Okumura, Hata, de Lee e COST 232. Como o objetivo deste trabalho é a análise do canal em banda larga, estes métodos não serão abordados.

A título de exemplo, será apresentado um dos modelos empíricos mais simples utilizado na previsão da potência do sinal recebido, o modelo simplificado de perdas ou o *Log-Distance*. No canal de propagação sem fio, o modelo convencional de *path loss*, log-distância (log-distance) ou *single slope* assume que a potência recebida decresce com o logaritmo da distância entre o transmissor e receptor. Conforme [16, 17] a perda de percurso média pode ser estimada como:

$$P_r(d) = P_{rm}(d_0) - 10 \cdot n \cdot \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma \quad (2.13)$$

Onde:

$P_r(d)$ é a potência média recebida em um ponto qualquer a uma distância (d) da antena de transmissão, e X_σ é uma variável aleatória com distribuição log-normal (em dB). O desvio padrão dessa variável se situa na faixa de 7 a 15 dB, normalmente. O valor de $P_r(d)$ não considera os multipercursos.

Em ambientes celulares [3] a distância de referência d_0 costuma ser 1 km para grandes coberturas, para regiões micro celulares são usadas distâncias menores (como 100 m ou 1 m) porém, lembrando que a distância de referência sempre deve estar no campo distante da antena.

A seguir, na Tabela 1, o expoente de perda de percurso (n) para a variação de larga escada do sinal para diferentes tipos de ambientes [18].

Tabela 1 Expoente de perda de percurso para diferentes ambientes

Ambiente	Expoente da perda de percurso (n)
Espaço Livre	2
Áreas Urbanas	2.7 a 3.5
Áreas Urbanas com sombreamento	3 a 5
Dentro de construções em linha de visada (LOS)	1.6 a 1.8
Dentro de construções com obstrução (NLOS)	4 a 6

Fonte: A autora

2.3 CARACTERIZAÇÃO EM BANDA LARGA

O ambiente de propagação rádio móvel claramente coloca limitações no desempenho de sistemas de comunicação por rádio. Os sinais chegam ao receptor através de múltiplos caminhos de propagação, com diferentes atrasos, que constituem um conjunto de réplicas do sinal transmitido aleatoriamente atenuadas, defasadas e retardadas. O sinal resultante é a superposição de contribuições individuais de cada percurso e pode ser entendida como a saída de um filtro com características de transmissão variantes no tempo, devido tanto ao movimento do receptor em relação ao transmissor quanto ao movimento dos espalhadores.

Para que métodos sejam desenvolvidos, a fim de mitigar as limitações causadas pelos multipercursos, é essencial que o canal de transmissão seja devidamente caracterizado. Em geral, a caracterização de canais de propagação rádio móvel pode ser desenvolvida a partir da descrição geral de canais variáveis no tempo.

Caracterizar o canal rádio móvel é bastante complexo devido à não-estacionaridade porém, para pequenos intervalos de tempo ou curtas distâncias, poderemos tratar o canal como estacionário.

Segundo Parsons [18], o canal rádio móvel pode ser tratado, em um primeiro momento, como um sistema linear determinístico variável no tempo, onde a função do sistema é dada pela resposta ao impulso. Em seguida, é tratado como um sistema que varia de forma aleatória com o tempo, onde as funções de transferência do sistema se comportam como processos aleatórios caracterizados por funções de correlação. Ao se considerar o canal estacionário no sentido amplo no domínio do tempo e com espalhamento descorrelacionado

no domínio do retardo, ou seja, um canal WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), as funções de correlação podem ser simplificadas.

Na seção seguinte será feito um breve estudo da caracterização do canal de propagação rádio móvel onde serão feitas simplificações do mesmo, possibilitando obter seus principais parâmetros. A caracterização é uma tarefa bastante complexa, pois o canal não é estacionário, mas poderemos tratá-lo desta forma em intervalos de tempo muito pequenos e distâncias muito curtas.

2.3.1 Caracterização dos Canais Determinísticos

Sabe-se que os canais rádio móveis apresentam características não lineares, aleatórias e variantes no tempo, porém, inicialmente vamos considerar como linear e que varia com o tempo de maneira determinística, de forma a introduzir conceitos matemáticos determinísticos.

O canal rádio móvel pode ser considerado como um elemento do sistema que transforma sinais de entrada em sinais de saída, portanto, pode ser modelado como um filtro linear com resposta impulsiva que varia no tempo, cujas variações são devidas às mudanças da posição do receptor em relação ao ambiente de propagação.

Seja $h(t, \tau)$ a resposta impulsiva de um sistema em um instante t , a uma excitação aplicada há τ segundos, onde as contribuições foram recebidas de diversos espalhadores, gerando diversos percursos, através da variável de retardo τ . Portanto, tal função é o envelope complexo da resposta ao impulso com variação no tempo. As entradas e as saídas de um filtro linear podem ser descritas nos domínios de tempo e frequência, o que nos leva a uma função de transmissão, que pode ser representada de 4 formas, para descrever o canal.

No domínio do tempo, é possível descrever o canal rádio móvel como uma resposta ao impulso onde estão contidas todas as informações necessárias para análise. Se $y(t)$ é a envoltória complexa do sinal real $x(t)$, entrada do canal, cuja resposta impulsiva é $h(t; \tau)$, aplicando o princípio da superposição, temos a seguinte saída $z(t)$, para um sinal de entrada conhecido:

$$z(t) = y(t) * \underset{\Rightarrow}{h(t, \tau)} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) y(t - \tau) d\tau \quad (2.14)$$

Onde:

$x(t) = R[y(t)e^{j2\pi f_c t}]$, sendo f_c a frequência da portadora;

$h(t, \tau) = 0, \forall \tau < 0 \text{ e } \tau < t$ Garantindo a causalidade do sistema;

Observe que a função $z(t)$ da equação (2.14) representa o canal como uma soma contínua de espalhadores estacionários onde cada espalhador elementar é responsável pelos retardos na faixa $(\tau, \tau + d\tau)$ apresentando flutuação de ganho representada por $h(t, \tau)d\tau$.

Para canais realizáveis, o limite inferior será zero, enquanto o superior é T , tempo de observação do canal.

Segundo Bello [19], a saída do canal no domínio da frequência, é dada por:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \nu) Y(f - \nu) d\nu \quad (2.15)$$

Logo, temos a função $h(t, \tau)$, no domínio do tempo/retardo, como a função de transferência do canal, representando o espalhamento temporal do sinal de entrada, enquanto $H(f, \nu)$ é a sua expressão dual no domínio da frequência/deslocamento *Doppler*. Conforme [19] outras duas funções que relacionam os domínios do tempo e frequência são: $S(\tau, \nu)$ e $T(f, t)$

$S(\tau, \nu) = F_t[h(t, \tau)]$ é a transformada direta de Fourier, realizada no domínio do tempo, da função de $h(t, \tau)$, descrevendo a dispersão temporal do canal na frequência devido a um espalhador representado pelo retardo τ . Essa função representa a função de transferência do canal no domínio do retardo/deslocamento *Doppler*.

$T(f, t) = F_\tau[h(t, \tau)]$ é a transformada direta de Fourier, no domínio do retardo, da função $h(t, \tau)$, descrevendo a variação do canal na frequência ao longo do tempo. Representa, pois, a função de transferência do canal no domínio da frequência/tempo.

Quaisquer destas quatro funções caracterizam o canal, em diferentes domínios, e podem ser esquematizadas conforme o diagrama esquemático das funções de sistema apresentado na figura 2, sendo escritas da seguinte forma:

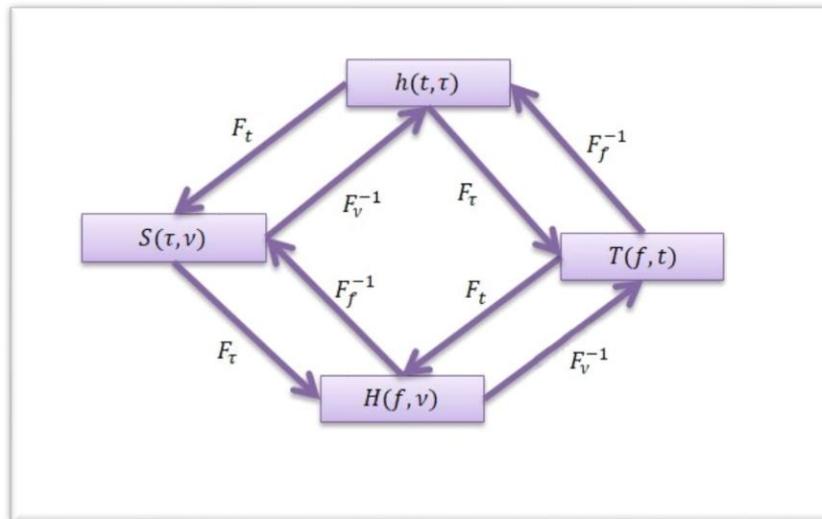
$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi \nu t} dt \quad (2.16)$$

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.17)$$

$$H(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau, \nu) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.18)$$

$$H(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f, t) e^{-j2\pi \nu t} dt \quad (2.19)$$

Figura 2—Diagrama esquemático das Funções de Sistema



Fonte: A autora

2.3.2 Canais Aleatórios

Na prática, o canal rádio móvel é um sistema aleatório que varia no tempo. As funções mostradas anteriormente, neste caso, deixam de ser determinísticas e passam a se comportar como processos estocásticos e, por isso, para serem completamente caracterizadas, devem ser descritas por suas funções densidade de probabilidade conjunta multidimensional das variáveis envolvidas.

De acordo com [20], para estimar tal função é necessário um elevado número de medidas. Entretanto, a obtenção de uma estatística completa pode ser feita de uma maneira aproximada com a autocorrelação das funções de sistema, onde se obtém a autocorrelação do sinal de saída a partir de um sinal conhecido de entrada e através da modelagem do sinal de saída por um processo aleatório gaussiano.

Seja $R_z(t, s)$ a função de autocorrelação do sinal de saída, onde τ e ζ são retardos associados aos instantes de tempo t e s , respectivamente, então:

$$R_z(t, s) = E[z(t) \cdot z^*(s)] \quad (2.20)$$

Onde:

$E[.]$ é o valor esperado da saída num instante t multiplicada pelo complexo conjugado da saída no instante s .

Substituindo a eq. (2.14), supondo a entrada y determinística:

$$R_z(t, s) = E \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(s - \zeta) h(t, \tau) h(s, \zeta) d\tau d\zeta \quad (2.21)$$

$$R_z(t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(s - \zeta) E[h(t, \tau) h(s, \zeta)] d\tau d\zeta \quad (2.22)$$

Onde:

$$E[h(t, \tau) h(s, \zeta)] = R_h(t, s; \tau, \zeta)$$

De forma análoga, podemos obter as funções:

$$1) R_z(\tau, \zeta) = E[z(\tau, \nu) \cdot z^*(\zeta, \mu)] \quad (2.23)$$

$$R_z(\tau, \zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau - \nu) y^*(\zeta - \mu) E[h(\tau, \nu) h(\zeta, \mu)] d\nu d\mu \quad (2.24)$$

Onde:

$$E[h(\tau, \nu) h(\zeta, \mu)] = R_s(\tau, \zeta; \nu, \mu)$$

$$2) R_z(\nu, \mu) = E[z(\nu, f) z^*(\mu, l)] \quad (2.25)$$

$$R_z(\nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(\nu - f) y^*(\mu - l) E[h(\nu, f) h(\mu, l)] df dl \quad (2.26)$$

Onde:

$$E[h(\nu, f) h(\mu, l)] = R_H(\nu, \mu; f, l)$$

$$3) R_z(f, l) = E[z(f, t) z^*(l, s)] \quad (2.27)$$

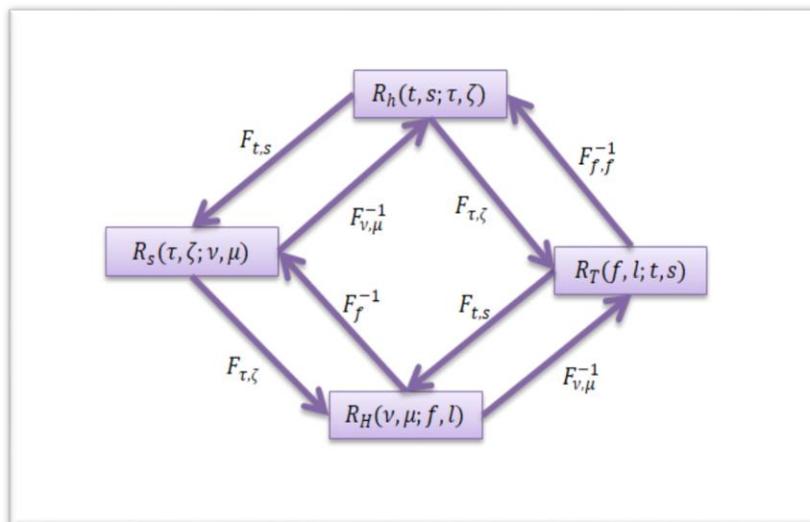
$$R_z(f, l) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(f-t)y(l-s)E[h(f,t)h(l,s)]dtds \quad (2.28)$$

Onde:

$$E[h(f,t)h(l,s)] = R_T(f, l; t, s)$$

As funções autocorrelação descritas acima são representadas pelo esquema da Figura 3, onde as variáveis (v, μ) são deslocamentos Doppler associados aos tempos (t, s) e as variáveis (f, l) são frequências associadas aos retardos (τ, ζ) , respectivamente.

Figura 3—Relações entre as Funções de Correlação do Canal



Fonte: A autora

2.3.3 Canais Reais

Em canais reais, para se obter algumas simplificações a fim de facilitar sua caracterização, consideramos os canais como estacionários no sentido amplo com espalhadores descorrelacionados (WSSUS). Isto é o mesmo que tomar curtas distâncias, ou pequenos intervalos de tempo e, desta forma, podemos considerar as estatísticas do canal praticamente estacionárias.

Ao considerarmos o canal como estacionário no sentido amplo (WSS), temos que a média estatística não dependerá do instante de tempo, ou da localização e a função autocorrelação será invariável a uma translação de tempo ou distância. Neste caso, para um intervalo de tempo $\eta = s - t$, temos:

$$R_h(t, s; \tau, \zeta) = R_h(\eta; \tau, \zeta) \quad (2.29)$$

$$R_T(f, l; t, s) = R_T(f, l; \eta) \quad (2.30)$$

Para obter as demais funções, conforme feito anteriormente, será usada a definição de transformada de Fourier direta a duas variáveis, temos:

$$R_S(\tau, \zeta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \zeta) e^{j2\pi(tv-s\mu)} dt ds \quad (2.31)$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; t, s) e^{j2\pi(tv-s\mu)} dt ds \quad (2.32)$$

Sendo:

$s = \eta + t$ e lembrando que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} 1 e^{j2\pi t(\nu-\mu)} dt = F^{-1}\{1\} = \delta(\nu - \mu) \quad (2.33)$$

Temos:

$$R_S(\tau, \zeta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau, \zeta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.34)$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.35)$$

Olhando as equações (2.32) e (2.33) temos que R_S e R_H só são não-nulas quando $\nu = \mu$, ou seja, no ponto onde existe o impulso $\delta(\nu - \mu)$, significando que as variáveis de deslocamento Doppler são não-correlacionadas.

As integrais que aparecem nas equações (2.34) e (2.35), são as transformadas direta de Fourier, na variável η , das funções de autocorrelação R_h e R_T , respectivamente, portanto, representam densidades espectrais de potência. A equação (2.34) representa a densidade espectral de potência de retardos (τ, ζ) e deslocamento de frequência (μ) e a equação (2.35) é a densidade espectral de potência de frequências (f, l) e deslocamento (μ):

$$P_S(\mu; \tau, \zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau, \zeta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.36)$$

$$P_H(f, l; \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.37)$$

A caracterização WSS no tempo é equivalente a uma descorrelação no domínio dos deslocamentos Doppler e as funções autocorrelação, relativas aos deslocamentos, são as funções de densidade espectral de potência, ou seja:

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

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) P_H(f, l; \mu) \quad (2.39)$$

Agora, consideramos que os ecos nos canais sejam descorrelacionados (US). Como os ecos associados aos retardos τ e ζ são causados por percursos que são distintos, eles são independentes na sua amplitude e pode-se dizer que por analogia ao caso WSS anterior, temos:

$$R_S(\tau, \zeta; \nu, \mu) = \delta(\tau - \zeta) P_S(\zeta; \nu, \mu) \quad (2.40)$$

$$R_h(t, s; \tau, \zeta) = \delta(\tau - \zeta) P_h(\nu; \zeta) \quad (2.41)$$

As funções autocorrelação relativas aos retardos passam então, a funções de densidade espectral de potência. É importante chamar a atenção que, neste caso, o que se observa é a descorrelação entre os retardos τ e ζ , uma vez que os impulsos acima somente existem quando $\tau = \zeta$. Fazendo a substituição da equação 2.41 na equação 2.36, obtém-se:

$$P_S(\mu; \eta) = \int_{-\infty}^{\infty} P_H(\eta; \zeta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.42)$$

Trabalhando-se com as duas considerações, de WSS e US, forma-se uma classe de processos estacionários no sentido amplo na variável do tempo e com espalhamento descorrelacionado na variável dos retardos, onde os canais são ditos WSSUS. Sendo o processo sendo estacionário no sentido amplo, também no domínio da frequência, pode-se tomar a variável $\Omega = 1 - f$, dizendo que a função só varia conforme Ω varia. Temos, então, as transformadas inversas:

$$R_h(t, s; \tau, \zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(t, s; f, l) e^{-j2\pi(\tau f - \zeta l)} df dl \quad (2.42)$$

$$R_h(t, s; \tau, \zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(t, s; f, l) e^{-j2\pi(\tau f - \zeta l)} df dl \quad (2.43)$$

Sendo:

$f = 1 + \Omega \Rightarrow df = d\Omega$, substituindo nas equações (2.42) e (2.43) e, sendo a integral:

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\tau - \zeta)l} dl = \delta(\tau - \zeta), \quad (2.44)$$

Obtém-se:

$$R_h(t, s, \tau, \zeta) = \delta(\tau - \zeta) \int_{-\infty}^{\infty} R_T(t, s; \Omega) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (2.45)$$

$$R_S(\nu, \mu; \Omega) = \delta(\tau - \zeta) \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Omega; \nu, \mu) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (2.46)$$

Onde:

As integrais representam as transformadas inversas das funções auto correlações em frequência e são, portanto, funções densidades espectrais de potência cruzada retardo-Doppler, ou seja:

$$P_h(t, s; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(t, s; \Omega) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (2.47)$$

$$R_S(\nu, \mu; \Omega) = \delta(\tau - \zeta) P_S(\tau; \nu, \mu) \quad (2.48)$$

Desta forma, reescrevendo as equações (2.45) e (2.46), temos:

$$R_h(t, s; \tau, \zeta) = \delta(\tau - \zeta) P_h(t, s; \tau) \quad (2.49)$$

Nestas duas equações é possível observar que só existirá correlação quando $\tau = \zeta$, o que significa que os ecos associados aos retardos τ e ζ por conta dos diferentes percursos, são descorrelacionados. Logo, concluímos que os espalhadores são descorrelacionados (US).

Substituindo a eq. (2.47) na eq. (2.37), tem-se:

$$P_S(\mu, \zeta) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\eta, \zeta) e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2.50)$$

Onde:

P_S é dada pela transformada direta da função densidade espectral de potência, P_h .

Ao juntarmos as duas considerações, de WSS e US, formamos uma classe de processos estocásticos no sentido amplo, na variável do tempo, e com espalhamento decorrelacionado, na variável dos retardos onde os canais, então, são ditos WSSUS, ou seja, estacionários no sentido amplo com espalhadores não correlacionados.

Reescrevendo as equações (2.45), (2.46), (2.40) e (2.48):

$$R_h(t, s; \tau, \zeta) = \delta(\tau - \zeta)P_h(\eta, \zeta) \quad (2.51)$$

$$R_S(\zeta, \tau; \nu, \mu) = \delta(\tau - \zeta)\delta(\nu - \mu)P_S(\zeta, \mu) \quad (2.52)$$

$$R_T(f, l; t, s) = R_T(\Omega; \eta) \quad (2.53)$$

$$R_H(\nu, \mu, f, l) = \delta(\nu - \mu)P_H(\Omega, \mu) \quad (2.54)$$

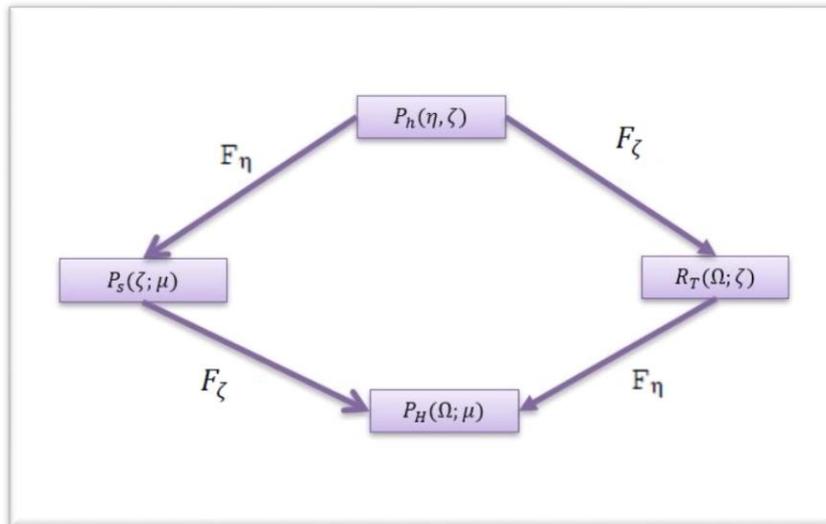
Substituindo a eq. (2.53) na eq. (2.37), temos:

$$P_H(\Omega, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\Omega, \eta)e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2.55)$$

e P_H é dada pela transformada direta de Fourier da função correlação R_T .

Observa-se, portanto, que as densidades espectrais de potência são relacionadas pelas transformadas de Fourier para os canais WSSUS, conforme mostra a Figura 4.

Figura 4—Relação entre as Funções de Correlação dos canais WSSUS



Fonte: A autora

As funções $P_h(\eta, \zeta)$ e $P_h(\mu, \Omega)$ são, respectivamente, denominadas perfil de potência de retardo e perfil de *Doppler*. Conhecendo-se uma das funções, qualquer outra poderá ser obtida através da transformada de Fourier. Falta, agora, determinar como obter tal função na prática.

Retornando à eq. (2.22) e substituindo $s = \eta + t$:

$$R_z(t, \eta + t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(\eta + t - \zeta) R_h(t, \eta + t; \tau, \zeta) d\tau d\zeta \quad (2.56)$$

Se tomarmos um intervalo nulo $\eta = 0$ correspondendo um instante de tempo de observação, substituindo-se a eq. (2.52) e supondo a entrada y impulsional em $t = \zeta$, obtém-se a autocorrelação:

$$R_z(t, t) = P_h(t) \quad (2.57)$$

Esta equação mostra que a autocorrelação R_z da função de saída do canal é função da potência média da envoltória da função resposta impulso do canal para $\eta = 0$. Isto significa que, a identidade acima mostra que em canais WSSUS a função de autocorrelação de saída do canal é o próprio perfil da distribuição, da potência recebida, quando a entrada é impulsiva com relação a $P_h(t)$. Esta função representa a dispersão no tempo, sobre distâncias curtas, que o canal introduz aos sinais que por ele trafegam [9].

Como geralmente, $P_h(t)$ tem sua origem definida de forma que o primeiro multipercorso recebido esteja em t_0 , $P_h(t - t_0)$ será tomado igual a $P_h(\zeta)$, onde ζ representa

retardo. Esta é a potência que será medida com a sonda e, a partir dela, qualquer das outras funções pode ser determinada por transformada de Fourier.

2.4 PARÂMETROS DE DISPERSÃO

A dispersão do sinal recebido após a propagação, no canal rádio móvel, tem como principal causa os multipercursos do sinal e a mobilidade do receptor. Por conta dos diversos espalhadores encontrados no ambiente entre a antena transmissora e o receptor móvel, réplicas atenuadas do sinal transmitido chegam ao móvel com diferentes retardos e fases, causando a dispersão do sinal no tempo, que é caracterizada por parâmetros como retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência e na frequência sendo caracterizada por parâmetros como deslocamento *Doppler*, espalhamento *Doppler* e tempo de coerência [9].

2.4.1 Parâmetros Temporais

Os principais parâmetros de dispersão são o Retardo Médio, o Espalhamento de Retardo (*Delay Spread*) e a Banda de Coerência, que são definidos a seguir:

2.4.1.1 Retardo Médio (\hat{t})

O retardo médio é o tempo de ocorrência entre as réplicas de multipercursos que chegam ao receptor, partindo do transmissor no instante t . É definido como o primeiro momento central (média) de $P_h(\tau)$ (perfil de potência de retardo):

$$\hat{t} = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (2.58)$$

Se a aquisição ocorre de forma discreta, a eq. (2.58) pode ser escrita com a eq. (2.59), onde N é o número de picos de correlação existentes dentro do perfil de potência de retardo $P_h(\tau)$, associados ao multipercursos:

$$\hat{t} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)} \quad (2.59)$$

2.4.1.2 Espalhamento de Retardo (*Delay Spread* - σ_τ)

O espalhamento de retardo é o desvio padrão da f.d.p. que caracteriza o tempo de chegada dos multipercursos que chegam ao receptor, oriundo do impulso em $t = 0$. É definido como a raiz quadrada do segundo momento central (variância) de $P_h(\tau)$:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \bar{\tau})^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^\infty P_h(\tau) d\tau}} \quad (2.60)$$

Analogamente ao retardo médio, temos para um sistema de aquisição discreto:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-1} (\tau_i - \bar{\tau})^2 P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)}} \quad (2.61)$$

A caracterização do espalhamento de retardo em um meio é útil, pois permite que se adote uma taxa de transmissão digital conveniente para o sistema, prevenindo a interferência entre símbolos e descartando o uso de equalizadores. Para que se tenha uma comunicação digital confiável, a duração de cada símbolo deve ser muito maior que o espalhamento de retardo.

2.4.1.3 Banda de Coerência

Trata-se de uma medida estatística da faixa de frequência sobre a qual o canal pode ser considerado plano, ou seja, a correlação entre as amplitudes das componentes espectrais é elevada, tipicamente maior que 90%. Alguns autores consideram valores de 50% ou 70%. Segundo Rappaport [15], sendo a banda de coerência considerada como a banda na qual a função de correlação é acima de 90%, temos:

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.62)$$

Onde:

σ_τ é o valor encontrado para o espalhamento de retardo do canal. Ainda, segundo [9], a banda de coerência também pode ser aquela onde a função de correlação na frequência é acima de 50%. Temos, então:

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.63)$$

Desta forma, a banda de coerência do canal limita a faixa do sinal a ser transmitido. Ambas as equações (2.62) e (2.63) são válidas para determinar a banda de coerência.

2.4.2 Parâmetros da Frequência

Em paralelo ao domínio do tempo temos os parâmetros de dispersão no domínio da frequência onde os principais são o Deslocamento Doppler, Espalhamento Doppler e o Tempo de Coerência:

2.4.2.1 Deslocamento Doppler (d_D)

Deslocamento Doppler, ou Doppler médio, ou dispersão na frequência, é o desvio de frequência sofrido pelo sinal transmitido, devido ao movimento do móvel ou dos espalhadores. A importância de sua caracterização se deve ao fato dos sistemas atuais operarem com frequências cada vez mais altas, implicando em maiores deslocamentos Doppler e conduzindo a maior ruído. Tal ruído é derivado da variação da fase do sinal recebido com o tempo, causando uma modulação em frequência aleatória, sendo conhecido como Ruído FM aleatório (*Random FM Noise*).

Para uma dada frequência, se é conhecido o perfil *Doppler*, $P_H(\mu)$, temos:

$$d_D = \frac{\int_0^\infty \mu P_H(\mu) d\mu}{\int_0^\infty P_H(\mu) d\mu} \quad (2.64)$$

No caso discreto, a eq. (2.64) passa a ser escrita como uma soma discreta de N multipercursos.

2.4.2.2 Espalhamento Doppler (σ_D)

É o desvio padrão eficaz σ_D do deslocamento Doppler, significando o espalhamento espectral da taxa de variação no tempo do canal radiomóvel. Seu conhecimento é útil na especificação e projeto de algoritmos adaptativos tais como controle de ganho automático e circuitos de recuperação de fase de temporização.

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\mu - d_D)^2 P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (2.65)$$

O espalhamento é formado a partir da variação aleatória da frequência percebida por cada multipercurso, conforma a variação das estruturas ao redor do receptor, dando origem ao ruído de FM aleatório, responsável pelo limiar de ruído adotado nos sistemas de comunicação móvel digital.

2.4.2.3 Tempo de Coerência do Canal (T_C)

Conforme [6], o tempo de coerência é uma medida estatística da duração de tempo onde a resposta ao impulso é essencialmente invariante, ou seja, dois sinais recebidos têm uma forte correlação de amplitude, tipicamente maior que 90%.

O tempo de coerência não depende da resposta ao impulso, na verdade ele depende de como a resposta do canal varia com o tempo. Os fatores limitantes deste parâmetro são a velocidade do terminal móvel e a frequência utilizada para transmitir o sinal. O tempo de coerência possui relação inversa com o espalhamento Doppler do canal.

Assim como na banda de coerência, este parâmetro não é exato. O valor tipicamente usado é maior que 90% e segundo [10], uma vez o tempo de coerência definido como a função de correlação no tempo, maior que 50%, logo pode ser aproximado por:

$$T_C \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.66)$$

Onde:

$f_m = \frac{\mu}{\lambda}$ é o deslocamento Doppler máximo.

Se o desvanecimento Rayleigh no sinal for muito acentuado, segundo [6], o tempo de coerência é escrito como:

$$T_c \approx \frac{1}{f_m} \quad (2.67)$$

Uma forma usual para o cálculo do tempo de coerência é a média geométrica entre as equações (2.62) e (2.64):

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0,423}{f_m} \quad (2.68)$$

3 TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL RÁDIO MÓVEL

No capítulo 2 foram apresentados parâmetros úteis para a caracterização dos canais rádio móveis pois fornecem informações relevantes para os projetistas do sistema. Neste capítulo serão apresentadas algumas técnicas para obtenção desses parâmetros.

O ambiente de propagação de rádio coloca limitações no desempenho dos sistemas de comunicação rádio móvel. Raramente existe uma linha de visão entre o transmissor e o receptor, e isso se deve ao bloqueio causado por obstáculos naturais ou artificiais e, por esta razão, os principais modos de propagação são a difração e o espalhamento.

A existência de múltiplos caminhos de propagação (*multipath*) com diferentes atrasos de tempo, atenuações e fases, dá origem a um canal de transmissão altamente complexo e variante no tempo. Para que os engenheiros de sistemas possam determinar métodos ótimos de mitigação dos impedimentos causados pela propagação por multipercurso, é essencial que o canal de transmissão seja caracterizado satisfatoriamente. Também é importante que a caracterização leve em consideração a aplicação pretendida para o canal, ou seja, para transmissões de banda estreita ou de banda larga [28].

A escolha da técnica de sondagem do canal geralmente dependerá do tipo de análise que se pretende realizar. Basicamente, uma escolha deve ser feita entre o uso de sinais de teste de banda estreita ou de banda larga e se a caracterização será no domínio de tempo ou da frequência. Nesta seção, serão brevemente descritas as principais técnicas de sondagem de banda estreita e banda larga.

3.1 SONDAGEM EM FAIXA ESTREITA

Transmissões em que o inverso da largura de banda do sinal é muito maior do que os atrasos do caminho de propagação são denominadas transmissão em banda estreita, e as estatísticas apropriadas para essas transmissões são, geralmente, determinadas a partir de medições realizadas em uma única frequência.

Na transmissão em faixa estreita, observam-se intensas variações na amplitude e na fase do sinal recebido, que são resultados das adições de fase aleatórias dos sinais que chegam através de muitos caminhos. A distribuição de Rayleigh geralmente é uma boa aproximação para as estatísticas das variações da envoltória [28].

Em um ambiente móvel, com transmissões em faixa estreita, os multipercursos resultam em desvanecimentos rápidos da envoltória do sinal recebido à medida que o receptor é deslocado espacialmente, com um espalhamento *Doppler* associado ao espectro recebido [29]. Neste caso, a caracterização do canal está associada ao domínio da frequência e, segundo [22], o espalhamento Doppler pode ser calculado através das medidas de variações no tempo do canal, realizadas com um analisador de rede.

Normalmente, neste tipo de análise de canal, usa-se um transmissor numa posição fixa, enquanto o receptor se desloca e registra a envoltória do sinal recebido. A realização de medidas em faixa estreita permite modelar a perda de percurso com a distância e realizar análises estatísticas que permitem caracterizar os desvanecimentos. Na referência [32] temos um dos exemplos onde se busca a distribuição que melhor se aproxima ao desvanecimento do sinal do meio em questão.

3.2 SONDAGEM EM FAIXA LARGA

As técnicas de sondagem em banda larga são, normalmente, classificadas como técnicas no domínio do tempo e no domínio da frequência. A escolha de uma ou outra técnica depende de vários fatores, entre eles o tipo de ambiente que se pretende sondar, a resolução temporal de detecção das componentes de multipercurso e o tipo de sinal de teste que se pretende medir.

Em faixa larga, deve-se transmitir um impulso no tempo $\delta(t)$ para que se possa observar o comportamento do canal na faixa. Isso pode ser feito através de diversas medidas em tons simples, em frequências diferentes, de forma a fazer a varredura na faixa desejada, que possui como vantagem a baixa complexidade, porém sua desvantagem desta técnica é que, durante a medida, o receptor deve estar parado, com isto evitando a possibilidade da resposta em frequência variar durante o intervalo da medida. Desta forma, o mais apropriado é fazer uso das existentes técnicas de sondagem em faixa larga [20]. A seguir, serão apresentadas as principais técnicas de sondagem em banda larga.

3.2.1 Sondagem no domínio da Frequência: Técnica de Varredura em Frequência

A maneira mais direta de realizar medições no canal do domínio da frequência é estimando diretamente sua função de transferência. Como uma alternativa à sondagem por tons, a técnica de varredura utiliza um analisador vetorial de rede (*Vectorial Network Analyzer – VNA*) e realiza uma varredura contínua na frequência, conhecida como *chirp*. Essas varreduras permitem coletar informações de amplitude e fase em frequências discretas ao longo da banda de teste, em momentos diferentes, permitindo obter o comportamento da função de transferência variante no tempo, $T(f, t)$, durante cada varredura. Nesta técnica, o receptor deve estar estacionário a fim de evitar que a resposta em frequência varie durante a varredura da faixa sondada, já que pela teoria do canal, esta varredura teria que ser instantânea, pois a cada instante corresponde a uma função R_T [9, 24].

Nesta técnica, o analisador fornece a função de transferência do canal aleatório, $T(f, t)$. Para se obter o perfil de retardos, associados ao canal, deve-se determinar R_T , como correlação de T, na forma:

$$R_T(\Omega) = E[T(f).T(f + \Omega)] = \int_{-\infty}^{\infty} T(f).T(f + \Omega)df \quad (3.1)$$

Como T é adquirido através de amostras do sinal medido, é uma função discreta e a correlação é feita por:

$$[R_T(\Omega)]_p = \sum_{n=1}^{N-p} [T]_n \times [T]_{n+p} \quad (3.2)$$

Onde:

$[T]_n$ é o vetor contendo as amostras da função $T(f, t)$;

N é o número de amostras discretas utilizadas na sondagem;

p é o índice da posição do vetor $[R_T(\Omega)]_p$, variando de 0 a N-1, representando o espaçamento em frequência entre as amostras.

Uma vez determinado R_T , cada perfil de retador $P_h(\xi)$ pode ser obtido, para cada η , como a transformada inversa de Fourier no domínio Ω

A limitação desta técnica é que a mesma é adequada para sondagens *indoor*, já que o transmissor e o receptor devem estar ligados por cabos [2].

3.2.2 Sondagem no domínio do Tempo

A seguir apresentaremos algumas das principais técnicas do domínio do tempo dando ênfase à técnica de sondagem STDCC, comumente utilizada, como pode ser visto em [11], neste trabalho foi utilizado um sinal OFDM que carrega uma sequência pseudoaleatória com o objetivo de executar a convolução do sinal recebido com uma cópia do transmitido e assim obter o perfil de potência dos retardos. Esta técnica, similar à técnica STDCC porém com sequências do mesmo tamanho.

3.2.2.1 Sondagem por Pulso Periódico

Trata-se de uma sondagem no domínio do tempo, onde um trem de pulsos estreitos e periódicos é transmitido. Como os transmissores pulsados possuem uma frequência de pico limitada, os multipercursos mais fracos não são detectados, isto é, precisam de uma alta relação sinal-ruído, logo trata-se de uma técnica usada para sondagem do canal para distâncias curtas [18]. A detecção pode ser realizada por envoltória, onde não há informação da fase instantânea do sinal e, neste caso, não será possível determinar o deslocamento Doppler. Mas a detecção pode ser feita em quadratura e, neste caso, a informação de fase não é perdida, já que são obtidas as partes real e imaginária do sinal, portanto, sua fase torna possível obter o deslocamento *Doppler* associado. A resolução temporal de detecção mínima entre duas componentes de multipercurso depende do comprimento do pulso transmitido e a sua taxa de repetição determina o atraso máximo que a sonda pode detectar.

3.2.2.2 Sequências Pseudo-Aleatórias (*PN sequence*)

Duas são as técnicas que têm sido utilizadas em faixa larga para medições em ambientes externos, ambas fazendo uso da sequência PN (*pseudonoise*) como sinal de teste: Convolução com Filtro Casado e Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada, sendo esta segunda conhecida como STDCC. Antes de descrevermos tais técnicas, abordaremos rapidamente, de forma teórica, conceitos sobre a sequência PN.

Pela teoria de sondagem de canal, quando um impulso é aplicado à entrada de um canal e, na recepção, é feita a correlação deste sinal recebido com o impulso igual ao transmitido, obtém-se o perfil de potência de retardos (PDP – *Power Delay Profile*), $P_h(\xi)$. A

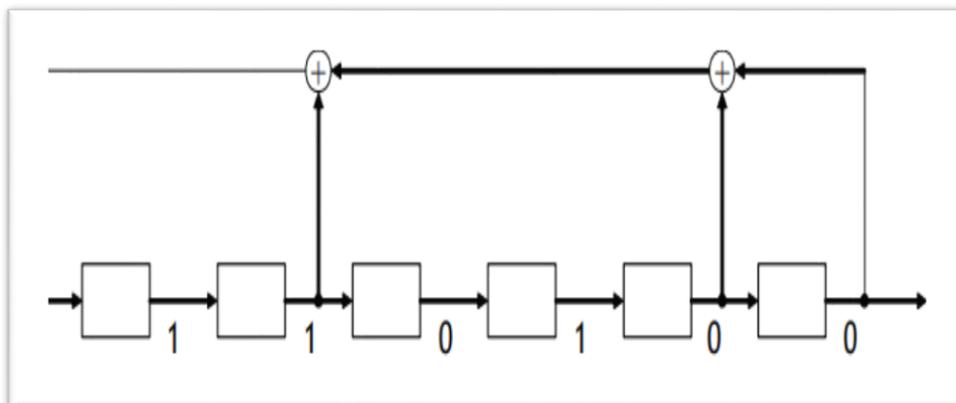
partir dele, é possível determinar os parâmetros de dispersão estatística do canal. Como pode ser visto em [9], a resposta de um sistema linear ao impulso pode ser avaliada empregando-se o ruído branco associado a algum método de correlação. Tal ruído é um sinal aleatório e possui uma modelagem matemática que o considera como possuindo largura de banda infinita, média nula e correlação nula entre as amplitudes tomadas em instantes de tempo distintos [15]. Porém, na prática, é impossível se obter um gerador de ruído branco. Neste caso, a alternativa é aplicar uma sequência binária pseudoaleatória de máximo comprimento, conhecida como sequência PN, que funcionará como ruído branco com uma faixa que vai depender da taxa de transmissão da PN.

A sequência PN é uma sequência binária que parece ser aleatória, mas que pode ser reproduzida de uma maneira determinística, gerada por um circuito com um registro de deslocamento, portas “OU exclusivo” e uma malha de realimentação. A sequência é periódica e possui características que a fazem parecidas com uma sequência verdadeiramente aleatória.

O período de uma sequência é, no máximo $N = 2^n - 1$, onde n é o número de andares do registrador de deslocamento. Quando a sequência é de período máximo, é chamada de sequência de comprimento máximo ou sequência- m (*m-sequence*) e quanto maior for o período da sequência, mais aleatória ela aparentará ser, pois maior será a largura do lobo principal do seu espectro.

Um gerador de sequências é definido por um polinômio de grau n (número de andares do registrador de deslocamento), possui coeficientes 0 ou 1, chamado de polinômio gerador ou polinômio característico. Se a sequência gerada pelo polinômio característico for de comprimento máximo, chamamos este polinômio de primitivo. Na Figura 5 temos um exemplo de gerador de sequências PN de comprimento igual a 63 bits ($2^6 - 1$) [25, 12].

Figura 5—Gerador de Sequências PN com $n=6$



Fonte: ABRANTES, Sílvio A. Sequências Pseudoaleatórias e outras. Apostila

O polinômio gerador, ou polinômio característico, do gerador da Figura 5, é:

$$g(x) = x^6 + x^4 + x + 1, \quad (3.9)$$

Onde foi empregado o conteúdo inicial, 110100, correspondente ao polinômio $a(x) = x^5 + x^4 + x^2$. O período de uma sequência PN irá depender do conteúdo inicial, exceto se a sequência for de comprimento máximo, ou seja, se o polinômio característico for primitivo, teremos um polinômio de comprimento máximo independente do conteúdo original.

É possível verificar se uma sequência de comprimento máximo foi criada de maneira correta através de uma propriedade que ela possui chamada Propriedade do Balanço que diz que em cada período de uma sequência m , o número de “uns” é igual ao número de zeros mais um [26]:

Número de “uns”:

$$2^{n-1} \quad (3.10)$$

Número de “zeros”:

$$2^{n-1} - 1 \quad (3.11)$$

Na tabela 2 a seguir, temos alguns polinômios primitivos para a geração de sequências de comprimento máximo:

Tabela 2 Polinômios Primitivos

n	Polinômios Primitivos
3	$x^3 + x + 1$
4	$x^4 + x + 1$
5	$x^5 + x^2 + 1$
6	$x^6 + x + 1$
7	$x^7 + x^3 + 1$
8	$x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
9	$x^9 + x^4 + 1$
10	$x^{10} + x^3 + 1$

Fonte: A autora

Em [27], é possível encontrar tabelas de polinômios primitivos publicadas.

3.2.2.3 Convolução por Filtro Casado

A técnica de convolução por filtro casado possui a vantagem de haver a necessidade da geração da sequência PN também no receptor, porém, apresenta como desvantagem a larga faixa de sinal à sua saída. Tal faixa impedia que os sinais fossem gravados em geradores analógicos, para posterior processamento, pois tais gravadores apresentavam faixa limitada sendo necessário investimentos em *hardware*, para que a gravação do sinal pudesse ser realizada [33, 34].

Supondo que $s(t)$ é um sinal transmitido através de uma canal, e que $s'(t)$ é o sinal que chega na recepção, então, sendo este uma soma de N multipercursos do sinal transmitido, de amplitude a_i , retardo τ_i e fase ϕ_i , pode se dizer que [9]:

$$s'(t) = \sum^N a_i e^{j\phi_i} s(t - \tau_i) \quad (3.3)$$

Se, C_i é a amplitude complexa do multipercurso $C_i = a_i e^{j\phi_i}$ e $h(t)$ é a resposta ao impulso do canal, pode-se escrever:

$$h(t) * s(t) = \sum^N C_i s(t - \tau_i) \quad (3.4)$$

No receptor, quando amostras do sinal complexo $s'(t)$ são coletadas, passarão pelo filtro casado, cuja resposta ao impulso é:

$$h_{FC}(t) = s(-t) \quad (3.5)$$

e à saída deste filtro, obtém-se:

$$y(t) = h_{FC}(t) * s'(t) \Rightarrow y(t) = s(-t) * \sum^N C_i s(t - \tau_i) \Rightarrow \int_{-\infty}^{\infty} s(-\tau) \sum^N C_i s(t - \tau - \tau_i) d\tau$$

$$y(t) = \sum^N C_i \int_{-\infty}^{\infty} s(-\tau) s[(t - \tau_i) - \tau] d\tau$$

$$y(t) = \sum^N C_i R_s(t - \tau_i) \quad (3.6)$$

A equação (3.6) mostra que o sinal $y(t)$ à saída do filtro casado é uma soma de N correlações do sinal original transmitido, ocorrendo nos retardos τ_i , cujas amplitudes complexas são regidas por R_s .

Se $s(t) = \delta(t)$ é uma entrada impulsional, então:

$$h(t) * \delta(t) = \sum^N C_i s(t - \tau_i)$$

$$h(t) = \sum^N C_i s(t - \tau_i) = s'(t) \quad (3.7)$$

e a função de transferência do canal $h(t)$ é o próprio conjunto de multipercursos que chega ao receptor.

Comparando as equações (3.6) e (3.7), é possível observar que $y(t)$ é o próprio $h(t)$ quando o sinal $s(t)$ transmitido no canal é impulsional. Na prática não se tem impulsos, mas pulsos de curta duração e, portanto, a autocorrelação é que será responsável pela precisão da estimativa. Quanto mais próxima do impulso mais próximas estarão as funções $y(t)$ e $h(t)$, obtendo-se uma boa estimativa da função de transferência do canal.

É importante lembrar que os pulsos de correlação devem ser bem estreitos, de forma que os multipercursos possam ser identificados, e sua forma à saída do filtro irá depender do sinal transmitido $s(t)$, que necessita ser definido. Dois deles têm sido os sinais de teste empregados: o LFM *chirp* e a sequência PN, que serão definidos adiante.

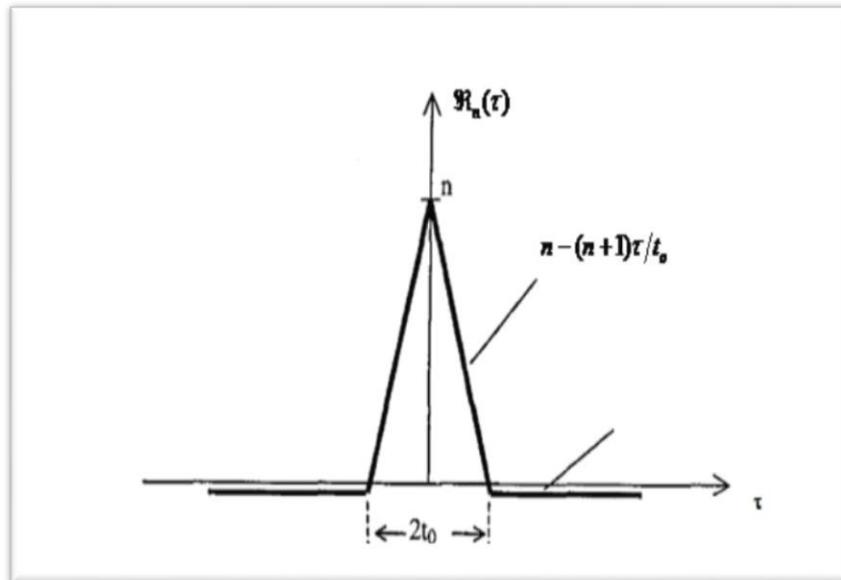
3.2.2.4 Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada (*Swept Time-Delay Cross-Correlation -STDCC*)

A técnica de sondagem faixa larga no domínio do tempo, STDCC, usa a sequência PN como sinal de teste, para medições externas onde é possível projetar um receptor no qual o processamento de sinal é baseado na correlação. Sua utilização em ambientes externos se deve ao fato de grandes amplitudes de potência em pequena faixa de frequência à saída do correlator no receptor serem alcançadas, o que permite a utilização desta técnica em grandes distâncias [28].

Na recepção com a sonda STDCC, a sequência PN transmitida é correlacionada com uma outra idêntica, porém com uma taxa ligeiramente maior. A mistura das duas sequências implementa o “correlator deslizante” e, quando a sequência PN transmitida se alinha com a do receptor, fornece um pico de correlação, porém, quando as duas sequências não estão alinhadas, a sua mistura espalha o sinal que chega ao receptor em uma banda tão larga quanto a faixa da PN do receptor. A vantagem do “correlator deslizante” é que ele elimina a necessidade da sequência PN transmitida e a gerada no receptor estarem sincronizadas, pois uma sempre conseguirá se alinhar à outra, já que suas frequências são ligeiramente diferentes.

A figura 6 ilustra a função de autocorrelação de uma sequência PN.

Figura 6—Função de Autocorrelação de uma Sequência PN



Fonte: Parsons, J.D., *Sounding techniques for wideband mobile radio channels. A review*, University of Liverpool

Devido ao multipercurso, réplicas atrasadas e atenuadas do sinal transmitido chegam ao receptor gerando pulsos estreitos de correlação com diferentes amplitudes e retardos, cujo período de repetição é tal que possam ser vistas réplicas de um pulso antes do surgimento do próximo. Tais pulsos representam o perfil de retardos do sinal recebido. É possível caracterizar o espalhamento Doppler. Para isto, é necessário que se empregue a transformada de Fourier, como visto no capítulo 2, que pode ser corretamente calculada, já que a informação de fase é também obtida através da detecção em quadratura. Sem esta informação, a transformada de Fourier do sinal não irá apresentar a resposta em frequência do canal de maneira correta. Um diagrama simplificado da sonda STDCC pode ser visto em [20] onde, foi adotado na transmissão um sinal de teste que é uma sequência PN de 511 *bits*. Neste trabalho foi feito uso de uma sequência-m de 1024 *bits* para a realização da sondagem, mas foi usada a técnica de filtro casado.

Cox [31] foi quem propôs a técnica STDCC. Nesta dissertação a sequência PN foi gerada através do programa computacional Matlab, e a conversão da sequência em sinal elétrico é realizada por um *software* proprietário chamado IQ_PRODUCER, da empresa Anritsu. O sinal (I e Q), via cabo de rede, é conduzido ao gerador vetorial de sinal MG 3700A com a modulação desejada.

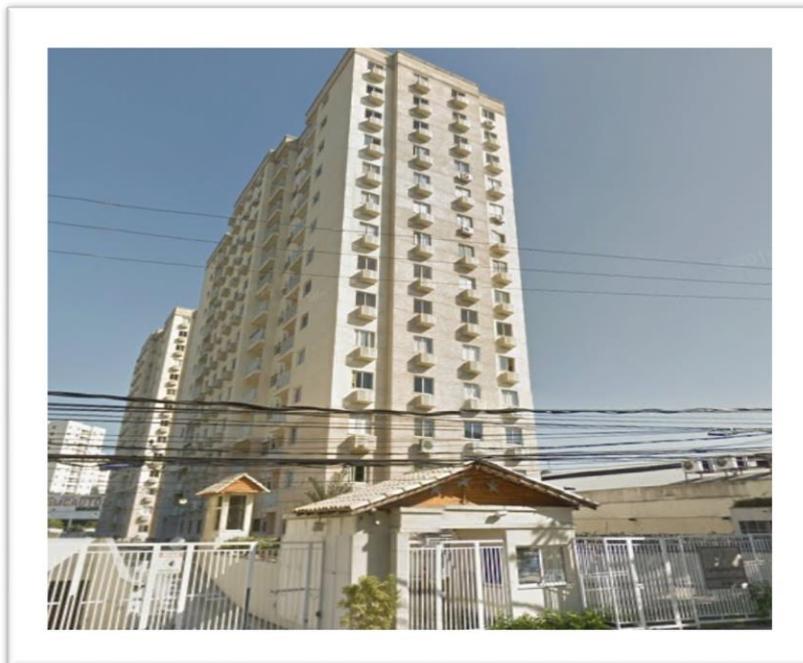
4 METODOLOGIA DE MEDIÇÃO

Este capítulo possui o objetivo de descrever o ambiente onde foram realizadas as medições e os equipamentos utilizados. Também será descrito como foi gerado o sinal de teste e a metodologia utilizada na captura dos dados.

4.1 AMBIENTE DE MEDIÇÕES

A caracterização do canal foi realizada em banda larga e o ambiente escolhido para as medições foi o bairro de Higienópolis, localizado na Zona Norte do município do Rio de Janeiro. O bairro possui as características de um ambiente tipicamente suburbano, com alta concentração de veículos e diversas construções, onde as rotas selecionadas caracterizam ambientes tanto em visada (LOS) como sem visada (NLOS). Os equipamentos utilizados para transmissão do sinal foram posicionados no terraço do edifício mostrado na figura 7. Trata-se de um edifício de 14 andares, aproximadamente 50 metros de altura, localizado no bairro de Del Castilho, divisa com o bairro Higienópolis. A caracterização do canal foi realizada percorrendo as ruas do bairro, usando um automóvel, onde estavam os equipamentos de recepção.

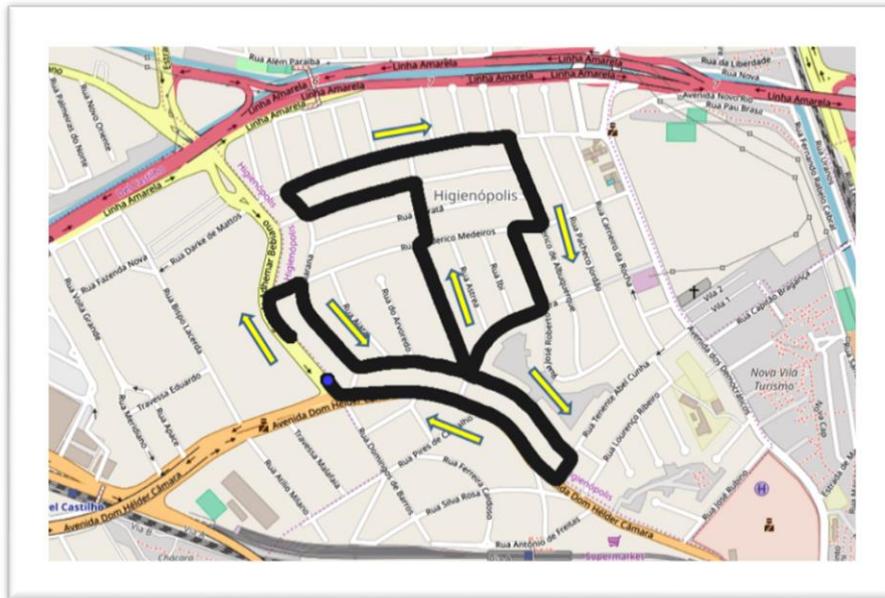
Figura 7—Edifício Higienópolis onde foi colocada a antena Transmissora



Fonte: PAULA ALVES PINNA Caracterização Faixa Larga do Canal Rádio Móvel na Faixa de 700 MHz com Recepção em Diversidade. 2015. UFF-RJ. Pag. 78

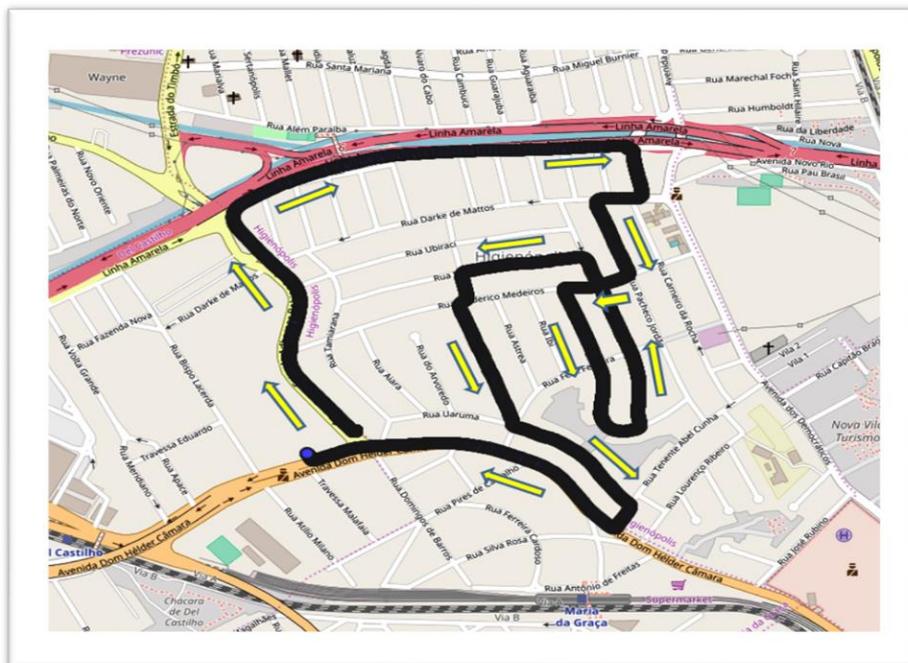
Os dados experimentais para a caracterização do canal faixa larga na frequência de 3,5 GHz foram obtidos através de duas campanhas de medições. Ambas as campanhas aconteceram no mesmo dia, no horário da manhã do dia 08 de fevereiro de 2018, com tempo ensolarado e com poucas nuvens. Chamaremos a primeira campanha de Rota 1 e a segunda de Rota 2. As ruas percorridas podem ser observadas nas figuras 8 e 9.

Figura 8—Rota 1



Fonte: A autora

Figura 9—Rota 2



Fonte: A autora

4.2 SETUP DE MEDIÇÕES

A seguir, serão descritas as estruturas técnicas do *setup* de transmissão e do *setup* de recepção.

4.2.1 *Setup* de Transmissão

O sistema transmissor, conforme mencionado anteriormente, foi instalado no topo de um prédio com visibilidade para a maior parte da rota de teste. A antena foi montada a uma altura de 48 metros acima do nível do solo. Para a transmissão dos sinais, fez-se uso do gerador vetorial MG 3700A da Anritsu, um amplificador de potência modelo 0502047B da marca MILMEGA, uma antena setorial com ganho de 15 dBi da marca HyperLink Technologies, modelo HG3515P-120, operando nas frequências de 3,4 a 3,7 GHz, além dos cabos e conectores utilizados para interligar os equipamentos. Os equipamentos e dispositivos empregados na transmissão do sinal estão listados na tabela 3.

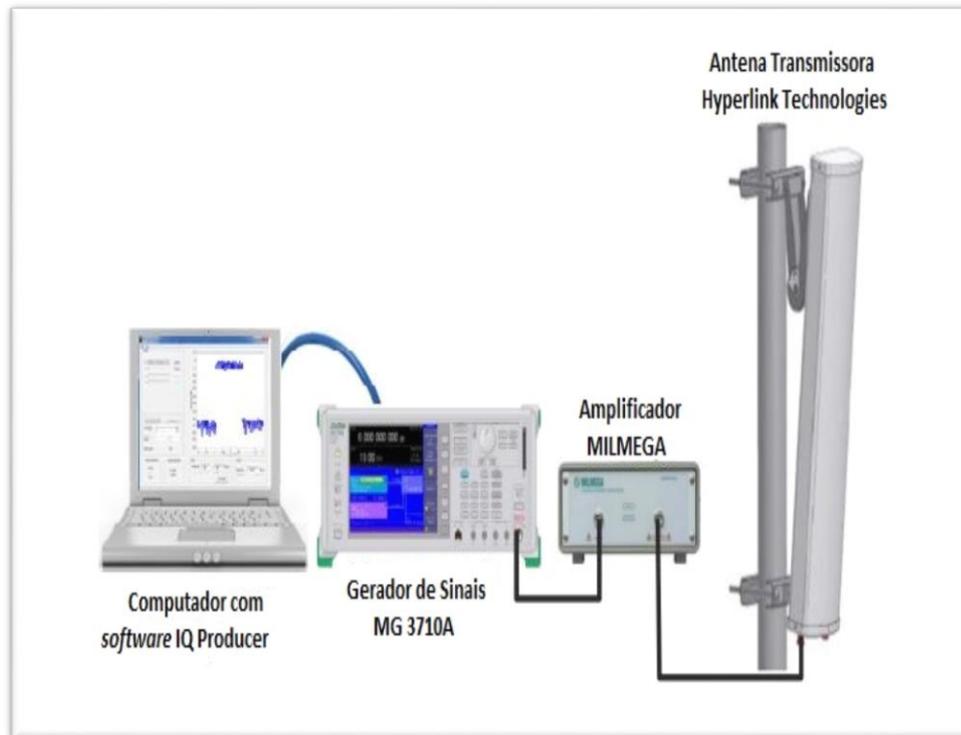
Tabela 3 Especificações dos Equipamentos utilizados na Transmissão

Equipamento/Dispositivo	Especificação
Gerador Vetorial de Sinal	MG-3700A, Anritsu
Amplificador de Potência	0502047B, MILMEGA
Fonte Digital	PS-5000, da ICEL
Antena Setorial	<i>Modelo: HG3515P -120 Antena Setorial – 15 dBi 120° Setor Panel Antena – HyperLink Technologies</i>
Cabos RG 213	Cabo 1: 1 m, com perda de 1.2 dB Cabo 2: 6 m, com perda de 1.4 dB

Fonte: A autora

As componentes em fase e quadratura do sinal de teste transmitido foram geradas em *software* Matlab® e encaminhadas ao gerador vetorial de sinais. Em seguida, o sinal de teste modulado foi amplificado pelo amplificador de potência em 46 dB e irradiado pela antena tipo painel. Na figura 10, é mostrada a estrutura do *setup* de transmissão.

Figura 10—Diagrama de blocos do Setup de Transmissão



Fonte: A autora

O sinal de teste é formado por uma sequência pseudoaleatória com modulação OFDM, numa banda de 20 MHz. O número de portadoras escolhido foi igual a 2048 e o número de amostras do prefixo cíclico igual a 128, conforme empregado em [11]. Esses valores foram, então, mapeados em símbolos complexos e convertidos para o domínio do tempo. O prefixo cíclico foi inserido e as componentes real e imaginária foram separadas, para formarem as componentes em fase e em quadratura do sinal OFDM. A sequência foi previamente gerada utilizando o *software* de programação Matlab® e salva em um arquivo no formato .txt, em seguida convertida para o formato wvi pelo *software* IQ producer, aceito pelo gerador. Entre cada símbolo OFDM foi inserido um intervalo de 200 amostras nulas de forma a permitir a identificação do sinal OFDM no pós-processamento. Durante o teste, o nível de potência de saída do gerador foi igual a -10 dBm. Tal nível foi escolhido levando em conta a curva de saturação do amplificador de potência (PA), para o qual o sinal foi conduzido, de forma que não ocorresse a saturação da potência do mesmo, como se vê na Figura 11. Sua polarização foi realizada pela fonte PS-5000. Do PA, o sinal seguiu à antena setorial.

Figura 11—Curva de Linearidade do Amplificador MILMEGA



Fonte: Tese de Doutorado: Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda e Transmissão Através de Edificações em Regiões Urbanizadas na Faixa de 2,5 GHz . [35] pag.66

O valor da potência efetivamente irradiada foi mantido tanto na parte 1 quanto na parte 2. A Tabela 4 mostra os valores envolvidos no cálculo da EiRP.

Tabela 4 Parâmetros *Setup* de Transmissão

Parâmetro	Valor
Potência de Saída no Gerador de Sinais	-10 dBm
Frequência de Transmissão	3500 MHz
Ganho do Amplificador de Potência	46 dB
Ganho da Antena de Transmissão	15 dBi
Perdas nos Cabos e Conectores	2,6 dB
EiRP Calculada	48,4 dBm

Fonte: A autora

4.2.2 *Setup* de Recepção

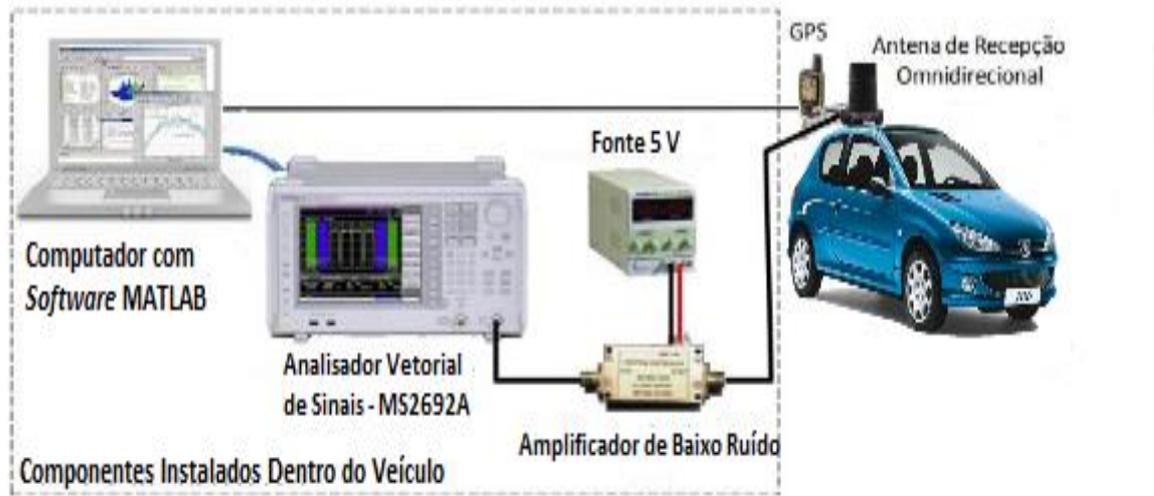
Para a recepção, foram utilizados os equipamentos listados na Tabela 5. A antena foi instalada no teto de um veículo de 1,5 m de altura e, através de seu cabo embutido, conduziu o sinal recebido à entrada do amplificador de baixo ruído (LNA), polarizado pela fonte de 5V. O LNA, por sua vez, estava conectado ao analisador de sinais, que capturava as amostras I (em fase) e Q (em quadratura) do sinal, a uma taxa de $5,0 \times 10^7$ amostras por segundo, que eram transferidas e salvas no *laptop* através do cabo de rede. Para a localização dos pontos de medições, um GPS (*Global Positioning System*) foi conectado ao *laptop* através de cabo USB (*Universal Serial Bus*). O diagrama de blocos do *setup* de recepção pode ser observado na Figura 12.

Tabela 5 *Setup* de Recepção

Equipamento/Dispositivo	Especificação
Antena Ominidirecional	3 dBi
GPS GARMIN	60CSx
Amplificador de Baixo Ruído	ZX60-33LN-S+, da Minicircuits Ganho: 18.7 dB
Fonte	5 V
Analisador de Sinais	MS-2692A, Anritsu
<i>Laptop</i>	<i>Dell Inspiron 15</i> processador i7
Cabos RG 213 embutido na antena	3 dB
2 Cabos RG 213	1 m, com perda de 1.0 dB

Fonte: A autora

Figura 12—Diagrama em blocos do Setup de Recepção



Fonte: A autora

O sinal que chega ao receptor é amplificado pelo LNA, além do pequeno ganho oferecido pela antena omnidirecional. e as componentes em fase e quadratura são armazenadas no disco rígido do computador. Os valores envolvendo a recepção do sinal são apresentados na tabela 6.

Tabela 6 Parâmetro do Setup de Recepção

Parâmetro	Valor
Ganho da Antena de Recepção	3 dB
Perdas nos Cabos e Conectores	2 dB
Ganho no Amplificador de Baixo Ruído (LNA)	18,7 dB
Altura da Antena de Recepção	1,5 m

Fonte: A autora

4.3 METODOLOGIA

Uma vez definido o *setup* de medidas e planejado o seu funcionamento para a aquisição dos dados, é necessário definir como os dados devem ser mensurados.

Primeiramente, definiu-se o local onde seria realizada a captura dos dados. Conforme mencionado anteriormente, era tipicamente suburbano com escolha de rotas que caracterizavam ambiente com e sem visada, conforme a Figura 13. O sinal utilizado na transmissão foi gerado em laboratório; trata-se de uma sequência PN com modulação OFDM. Foi desenvolvido um programa em MATLAB que permitiu usar remotamente o analisador vetorial de sinais MS2962A em rede com o computador.

Figura 13—Percurso realizado para realização das medidas em 3,5 GHz nos bairros de Del Castilho e Higienópolis



Fonte: A autora

4.3.1 Criação dos Sinais de Teste OFDM para a Sondagem

O sinal de teste utilizado neste trabalho é de 20 MHz e para a sua criação, levou-se em consideração o equipamento de captura utilizado. Conforme mencionado no *setup* de recepção, o equipamento presente nas medições foi o Analisador Vetorial de Sinal, fabricado pela empresa Anritsu, modelo MS2962A. O equipamento possui um limitador técnico relacionado a sua frequência de amostragem, permitindo a aquisição dos dados com taxas pré-

estabelecidas. Como se trata de um sinal de 20 MHz, a menor taxa de amostragem utilizada pelo equipamento, atendendo ao teorema de Nyquist, é de 50 M amostras/segundo.

Para a geração de um sinal OFDM de 20 MHz de largura de banda, utilizou-se uma FFT de 1024 portadoras sendo 800 delas portadoras de dados, o que representa 20 MHz de banda, e as portadoras restantes foram preenchidas com zeros. Com a sobreamostragem e o prefixo cíclico de 1/16, o número final de amostras OFDM foi igual a 2176.

Os parâmetros mais relevantes do sinal OFDM são a frequência de amostragem, o fator de sobre amostragem, o número de pontos da Transformada de Fourier e o prefixo cíclico. Tais valores estão dispostos na Tabela 7.

Tabela 7 Parâmetros do sinal OFDM

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

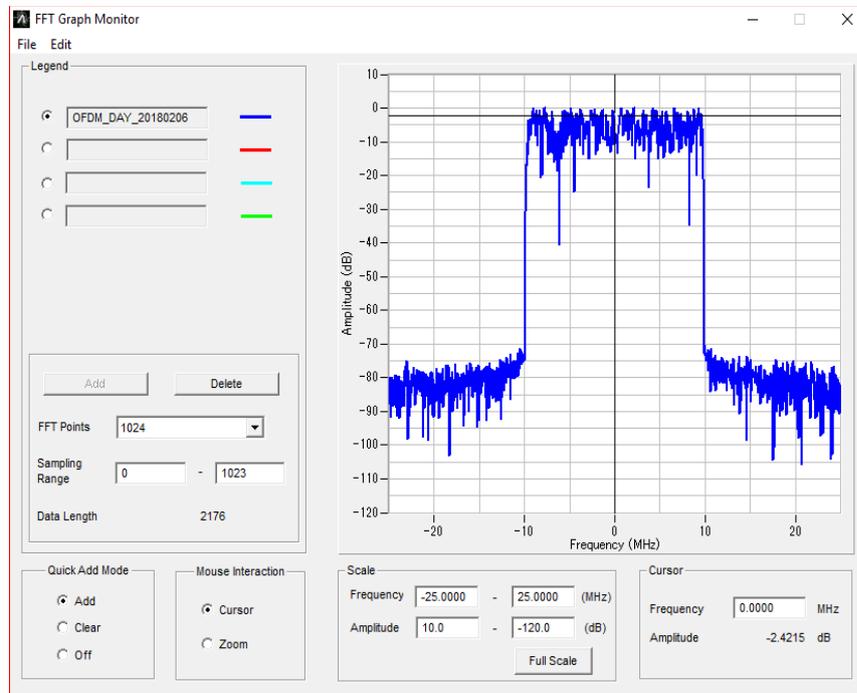
Fonte: A autora

Através do programa computacional MATLAB®, foi possível gerar o sinal em componentes de fase (I) e quadratura (Q) no formato texto (.txt), sendo necessário a conversão para o formato (.wvi) exigido pelo Gerador de Sinais MG3710 da Anritsu. Para realizar a conversão, utilizou-se o *software* IQ Poducer® onde *gaps* de 200 amostras nulas foram inseridas entre os símbolos OFDM no receptor [3].

A autocorrelação da sequência PN fornece um único pico, que ocorre no momento em que a sequência original e sua réplica estão alinhadas, caso contrário, o sinal que chega ao receptor é espalhado numa banda tão grande quanto a faixa da sequência PN [20]. Logo, quando uma sequência PN é transmitida em um canal rádio móvel e correlaciona o sinal resultante na saída do canal com esta sequência, o resultado será a obtenção de picos de correlação que irão corresponder ao primeiro sinal que chega ao receptor e as suas réplicas, que chegarão com atraso por conta do efeito de multipercursos.

A sequência PN que foi gerada no MATLAB® e posteriormente modulada em OFDM é mostrada na Figura 14.

Figura 14—Símbolo OFDM - Componentes I e Q no domínio da frequência - Software IQ Producer



Fonte: A autora

4.4 CAMPANHA DE MEDIÇÕES

As campanhas de medições foram realizadas em duas etapas, onde procurou-se investigar as características do canal suburbano. O *setup* de transmissão foi montado a uma altura aproximada de 50 metros acima do nível do mar. A antena foi posicionada de forma a cobrir o bairro de Del Castilho. As coordenadas geográficas da posição da antena são -22°52'41" Latitude e 43°15'57" Longitude.

O *setup* de recepção foi montado em um veículo que percorreu duas vezes as ruas do bairro de Del Castilho. As Figuras 8 e 9 (duas rotas) obtidas através do programa computacional *Google Earth*, mostra uma visão de cima da região onde as medições foram realizadas. A primeira medição teve início às 11 horas e 5 minutos do dia 08/02/2018 e a segunda medição teve início às 11h36 do mesmo dia.

Buscando a melhor captura das componentes de multipercursos do sinal propagado no ambiente de estudo, a velocidade do veículo foi de, aproximadamente, 30 km/h utilizando-se uma antena omnidirecional com 3 dBi de ganho e um amplificador de baixo ruído que acrescentava 18,7 dB ao sinal recebido. Os dados capturados foram tratados no Analisador

Vetorial de Sinais MS2962 A, a uma taxa de 50 M amostras/segundo. Cada captura demora 14 ms, o que permitia a captura de 730 mil amostras IQ do sinal, representando muitos símbolos OFDM, entretanto, optou-se em fazer uso de 50 mil amostras.

A posição de cada símbolo OFDM foi mapeada através do georeferenciamento por GPS, realizado durante as medições. O GPS foi posicionado no teto do veículo e conectado ao Analisador Vetorial de Sinal com o *software* GPS *Trackmaker*® instalado, permitindo a sincronização entre os tempos de captura de dados e o tempo de captura das posições georeferenciadas. Os símbolos identificados e armazenados em disco rígido foram organizados e tabelados juntos com suas respectivas coordenadas geográficas (latitude e longitude), a distância do transmissor (em metros) e a potência média do símbolo recebido em dBm. Uma representação dos dados tabelados é mostrada na figura 15.

Figura 15—Dados resultantes do pós processamento dos dados capturados nas rotas de medição

Modelo da Tabela de Dados Resultantes do Pós-Processamento dos Dados Capturados nas Rotas de Medição					
Índice da Amostra	Longitude	Latitude	Distância Tx - Rx	Potência (dBm)	Sequência de 2176 amostras IQ
20	-43.2655	-22.877	130.8387	-63.3427	-0.0006 + 0.0003i ... -0.0012 - 0.0000i
21	-43.2655	-22.877	130.8387	-63.3572	-0.0006 + 0.0003i ... -0.0000 + 0.0002i
22	-43.2655	-22.877	130.8412	-67.3928	-0.0006 + 0.0000i ... 0.0006 + 0.0000i
23	-43.2655	-22.877	130.8427	-68.1465	0.0005 + 0.0000i ... -0.0007 - 0.0003i
24	-43.2655	-22.877	130.8453	-67.634	0.0010 - 0.0010i ... -0.0005 - 0.0015i
26	-43.2655	-22.877	130.8506	-63.2946	-0.0005 - 0.0005i ... 0.0006 + 0.0005i
...
1051	-43.2655	-22.877	146.0432	-72.0732	-0.0005 + 0.0005i ... -0.0002 + 0.0004i

Fonte: A autora

Os parâmetros relacionados ao sinal foram determinados em pós-processamento dos dados do MATLAB e serão apresentadas no capítulo 5.

5 PROCESSAMENTO DOS SINAIS E ANÁLISE DOS RESULTADOS

O objetivo deste capítulo é apresentar a metodologia empregada após a aquisição e o armazenamento dos dados obtidos nas medições e os principais resultados que permitiram a caracterização do canal suburbano na faixa de 3,5 GHz. Para a obtenção dos resultados, será realizada uma análise estatística dos parâmetros de dispersão temporal do canal para as medidas obtidas em banda larga.

Conforme mencionado no Capítulo 4, as medidas foram obtidas nos bairros de Higienópolis e Del Castilho, localizados na zona norte da cidade do Rio de Janeiro. Para a aquisição dos dados, foram realizadas duas corridas, ambas no mesmo dia, uma seguida da outra e, através de uma antena instalada no teto de um veículo, com uma altura de aproximadamente 1,5 m do solo, o sinal recebido foi conduzido, através do cabo embutido, à entrada do amplificador de baixo ruído (LNA), polarizado pela fonte de 5 V, conforme descrito no *setup* de recepção. O LNA, conectado ao analisador vetorial de sinais MS2692A da Anritsu, que fazia a captura das amostras I (em fase) e Q (em quadratura) do sinal a uma taxa de 50 M amostras por segundo, salvas em um *laptop* por meio de um cabo de rede conectado ao analisador de sinais. A localização dos pontos das medições foi feita por um localizador GPS (*Global Positioning System*), também conectado ao *laptop* por um cabo USB (*Universal Serial Bus*).

5.1 ANÁLISE ESTATÍSTICA

No capítulo 2, foi visto que o canal rádio móvel possui natureza aleatória, e por isso sua modelagem matemática deverá ser realizada de forma estatística. Tal análise acontecerá nos dados que foram capturados nas medições que foram realizadas em campo, a função de densidade de probabilidade será determinada e comparada com funções densidade de probabilidade teóricas.

Foi realizada a caracterização do canal rádio móvel em faixa larga, com o intuito de obter os parâmetros de dispersão temporal. Foi utilizada a técnica de sondagem Filtro Casado, mencionada no capítulo 3 e os parâmetros de dispersão (Retardo Médio e Retardo RMS) do canal foram determinados. Os resultados obtidos, foram comparados com valores presentes na literatura [37] e ajustados a distribuições de probabilidade através de suas funções densidade

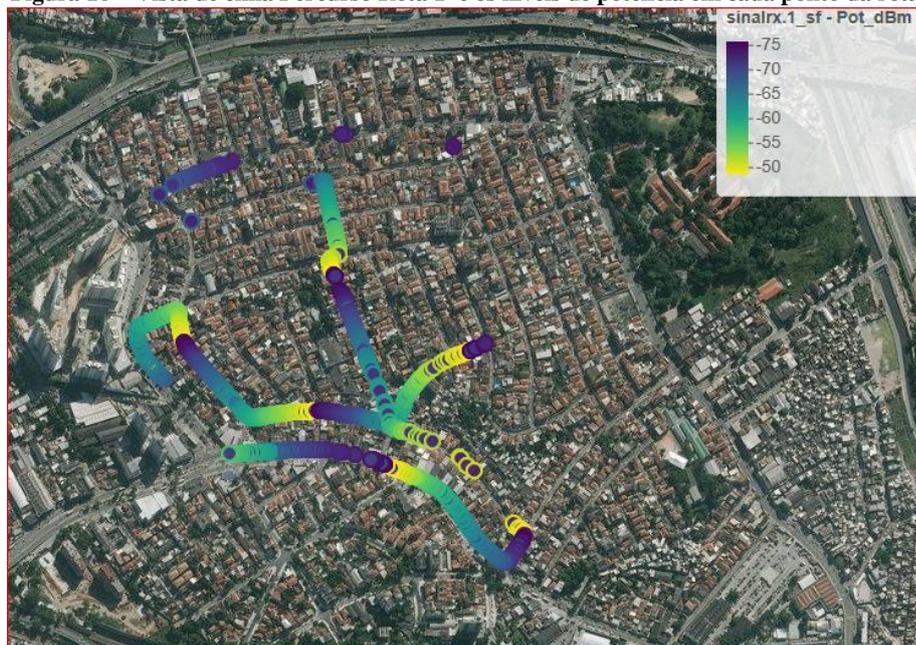
de probabilidade. Os parâmetros do modelo foram estimados através da função de máxima verossimilhança.

Uma vez realizada a estimação dos parâmetros, a adequabilidade do modelo foi testada ao conjunto de dados através do teste qui-quadrado, com um nível de significância de 5%.

5.2 CARACTERIZAÇÃO EM FAIXA LARGA DO CANAL EM AMBIENTE SUBURBANO

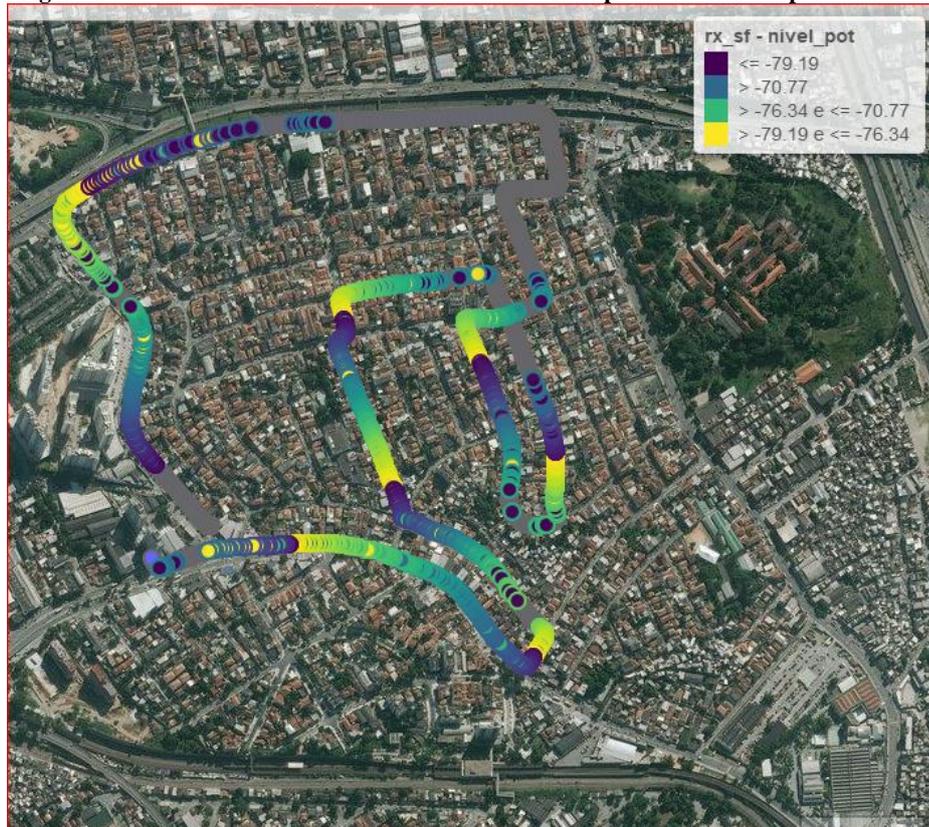
Os valores das potências recebidas dos símbolos em cada ponto das rotas percorridas podem ser visualizados nas Figuras 16 e 17. Parte das rotas percorridas possuía trechos com e sem visada para a antena transmissora. O sinal de teste utilizado foi uma sequência PN, de comprimento 2048 com modulação OFDM e largura de banda de 20 MHz. Tal sinal de teste foi bastante parecido com o utilizado por Gonsioroski em [35], que realizou a caracterização na faixa de 2,5 GHz. Gonsioroski utilizou dois sinais de teste na caracterização do canal, ambos os sinais também possuíam largura de banda de 20 MHz com modulação OFDM porém, um sinal de teste, chamado OFDM 1 foi elaborado de dados puramente aleatórios enquanto o sinal OFDM 2 foi gerado a partir de uma sequência PN. Na comparação dos dois sinais, o OFDM 2 apresentou maior robustez, sendo capaz de detectar um número maior de símbolos e por este motivo, neste trabalho, uma sequência PN foi utilizada na caracterização.

Figura 16—Vista de cima Percurso Rota 1 e os níveis de potência em cada ponto da rota



Fonte; A autora

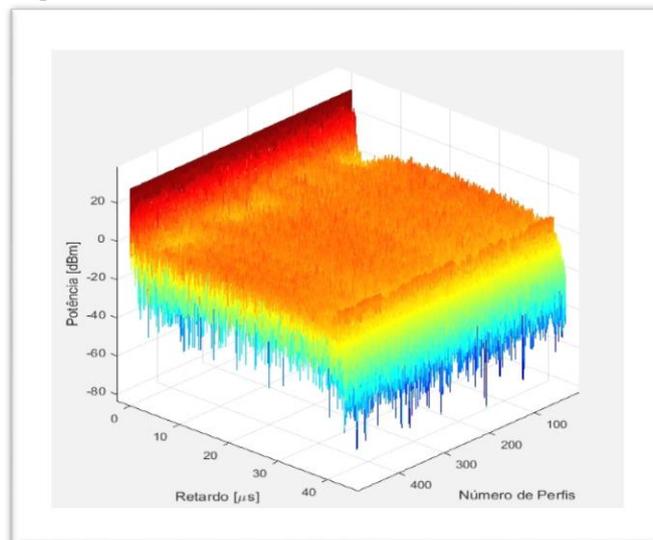
Figura 17—Vista de cima Percurso Rota 2 e os níveis de potência em cada ponto da rota



Fonte: A autora

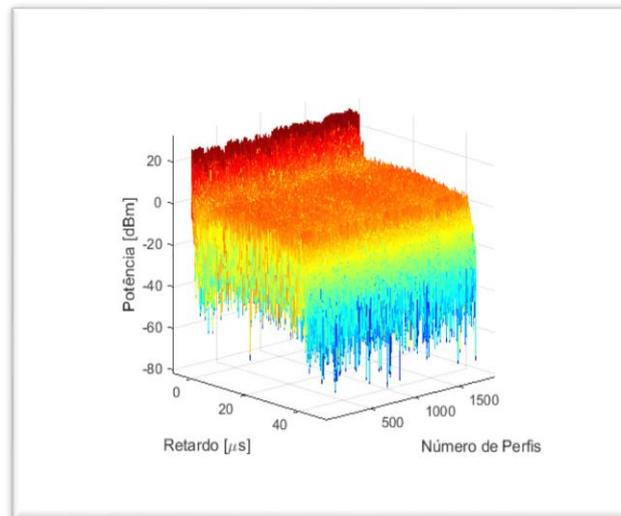
Os perfis de potência de retardos foram obtidos através do quadrado do módulo da resposta ao impulso do canal, calculada pela correlação cruzada entre o sinal de saída e o sinal de entrada. As figuras 18 e 19 mostram os perfis de potência de retardos para as rotas 1 e 2.

Figura 18—Perfil de Potência de Retardo - Rota 1



Fonte: A Autora

Figura 19—Perfil de Potência de Retardo - Rota 2



Fonte: A autora

Após determinar os perfis de potência de retardo, obtidos pela correlação dos sinais de entrada e saída, é necessário verificar quais retardos obtidos representam componentes de multipercursos advindas dos espalhadores e quais se tratam apenas de sinais espúrios (ruídos) que, dependendo do nível de potência podem ser facilmente confundidos com componentes de multipercurso. Tal verificação é de extrema importância para o cálculo dos parâmetros de dispersão do canal e diversas técnicas para filtragem podem ser utilizadas para a limpeza dos perfis. Dentre as variadas técnicas que existem, com a finalidade de validar as componentes de multipercurso, a escolhida no presente trabalho foi a CFAR (*Constant False Alarm Rate*). Conforme descrito em [38] a técnica foi, inicialmente, desenvolvida para sistemas de radar com o intuito de identificar o ruído, que era interpretado de forma equivocada, entretanto, também foi utilizada por Souza [36] na detecção de ruído no perfil de potência de retardos, apresentando resultados satisfatórios. Tal técnica também foi utilizada nos trabalhos de Pinna [6], na caracterização de Canal em 700 MHz, por Silva [30], no estudo do comportamento do sinal para sistemas WiMax e Gonsioroski, no estudo do canal em 2,5 MHz, e por Ron [37] na caracterização de canal rádio em banda larga em 3,5 GHz em ambiente urbano.

De acordo com Souza [36], é realizada a comparação de cada componente de multipercurso em pelo menos três perfis de retardo de potência no mesmo ponto. Se três perfis de potência de retardos forem capturados em uma mesma localidade, é pouco provável a presença do ruído em todos os perfis, ou até mesmo em dois perfis. Também é definido um limiar de ruído como sendo a diferença entre o valor máximo de potência e a mediana do perfil somado com o desvio padrão. Cada perfil de retardo possuirá um limiar que será

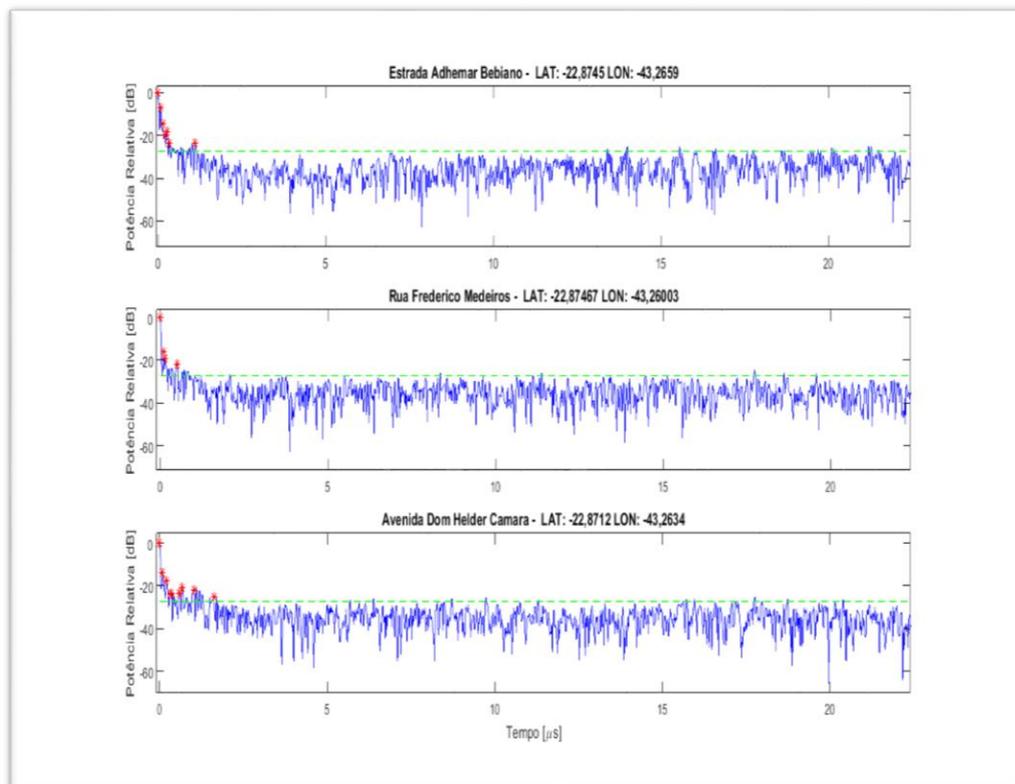
utilizado na identificação das componentes de multipercurso e dessa forma, as componentes consideradas válidas serão aquelas que satisfizeram, ao mesmo tempo, as seguintes condições:

i) A amplitude da componente analisada deve ser maior que o limiar de ruído. O mesmo deverá acontecer para as componentes de multipercurso dos perfis “vizinhos” (perfis imediatamente anterior e posterior) com o mesmo retardo.

ii) Pelo menos uma das componentes de multipercurso (no mesmo retardo) vizinhas também devem satisfazer o item i.

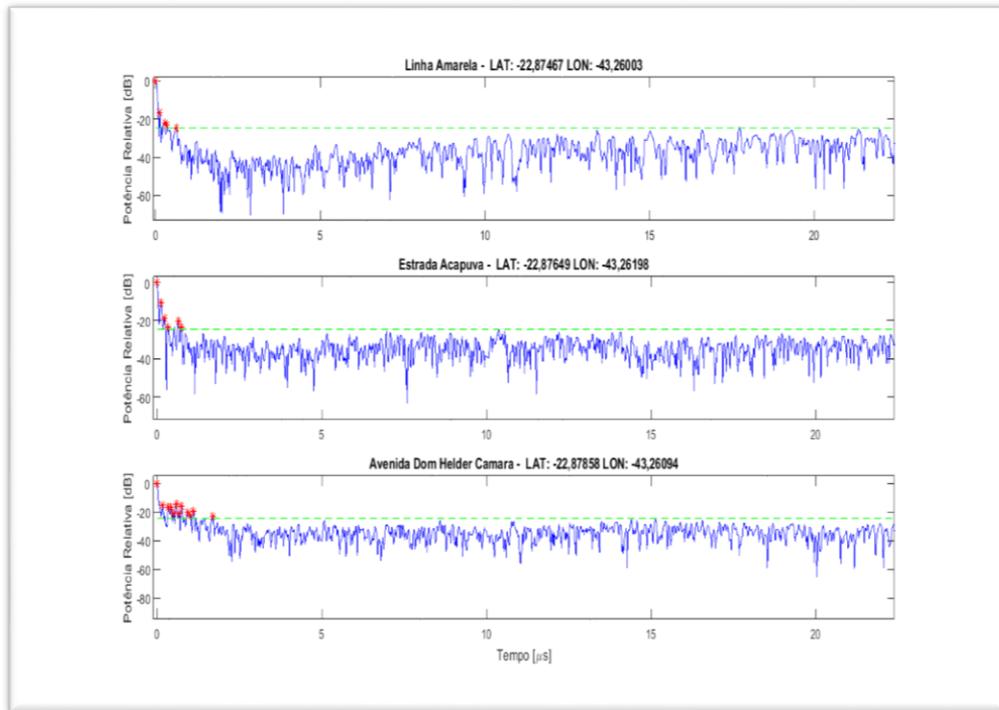
Uma vez aplicada a técnica de limpeza de perfis, CFAR, os parâmetros de dispersão do canal foram determinados (Retardo Médio e Retardo RMS). As figuras 20 e 21, mostram exemplos de perfis de retardo obtidos nas rotas 1 e 2, respectivamente. Os pontos da cor vermelha que aparecem nos gráficos representam os retardos que foram considerados válidos para a determinação dos parâmetros de dispersão do canal.

Figura 20—Perfis de Retardos com Multipercursos Assinalados – Rota 1



Fonte: A autora

Figura 21—Perfis de Retardos com Multipercursos Assinalados – Rota 2



Fonte: A autora

5.2.1 Retardo Médio

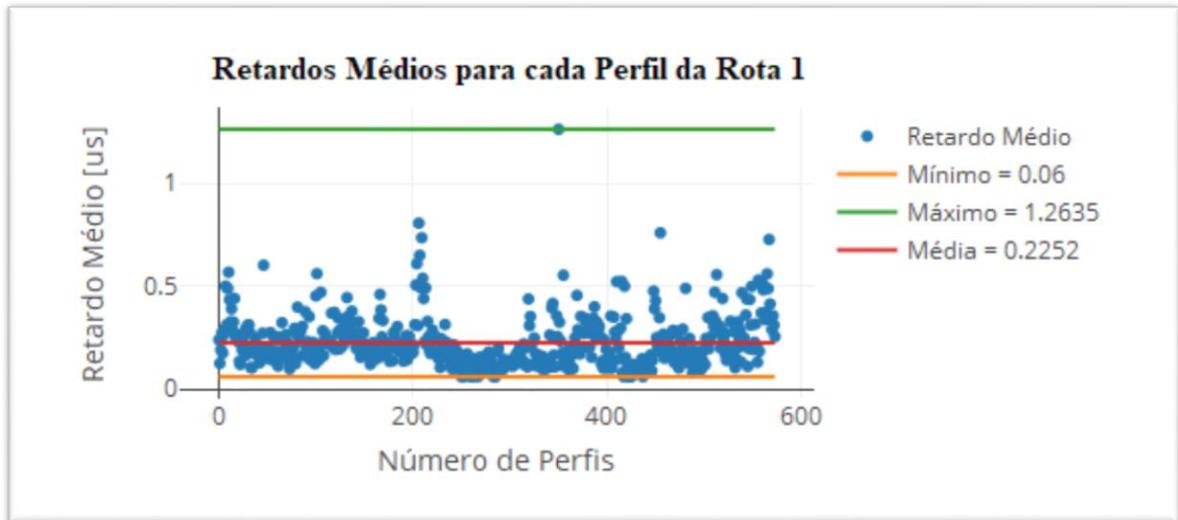
Como visto no capítulo 2, o Retardo Médio representa o tempo médio de ocorrência entre as réplicas dos multipercursos que chegam ao receptor partindo de um tempo inicial t . Os valores do retardo médio, em ambos os percursos, assim como sua média e desvio padrão, se encontram na Tabela 8. As Figuras 22 e 23 mostram todos os valores de Retardo Médio obtidos nos percursos realizados nas rotas 1 e 2.

Tabela 8 Estatísticas do Retardo Médio para as rotas 1 e 2

	Retardo Médio[μs]	Média [μs]	Desvio Padrão [μs]
Rota 1	$0,06 < \hat{t} < 1,2641$	0,2248	0,1261
Rota 2	$0,06 < \hat{t} < 6,0209$	0,2841	0,5474
Rota 2 (Sem Valores Atípicos)	$0,06 < \hat{t} < 1,5763$	0,2256	0.1727

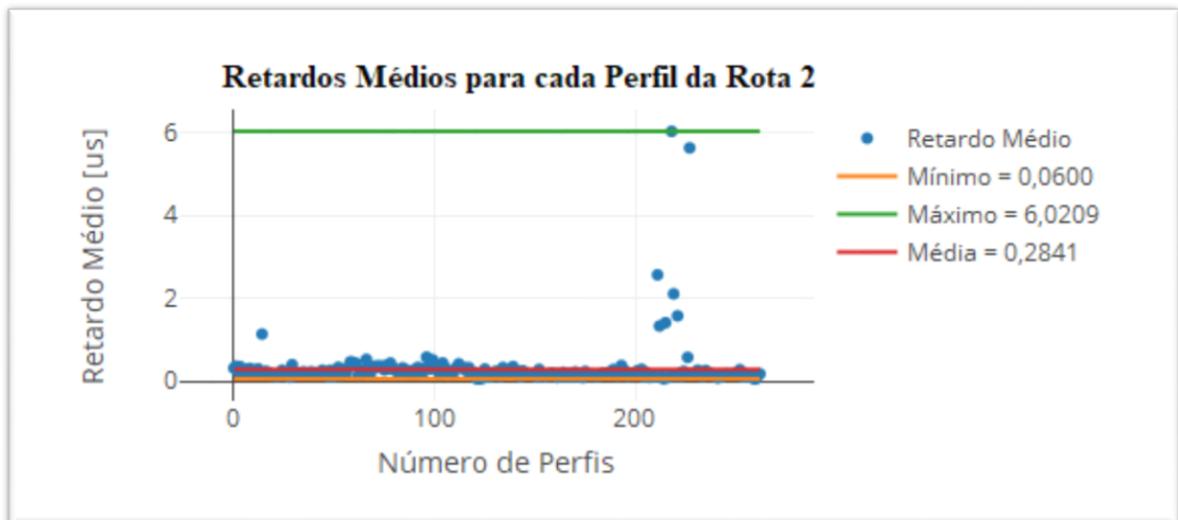
Fonte: A autora

Figura 22—Retardo Médio - Rota 1



Fonte: A autora

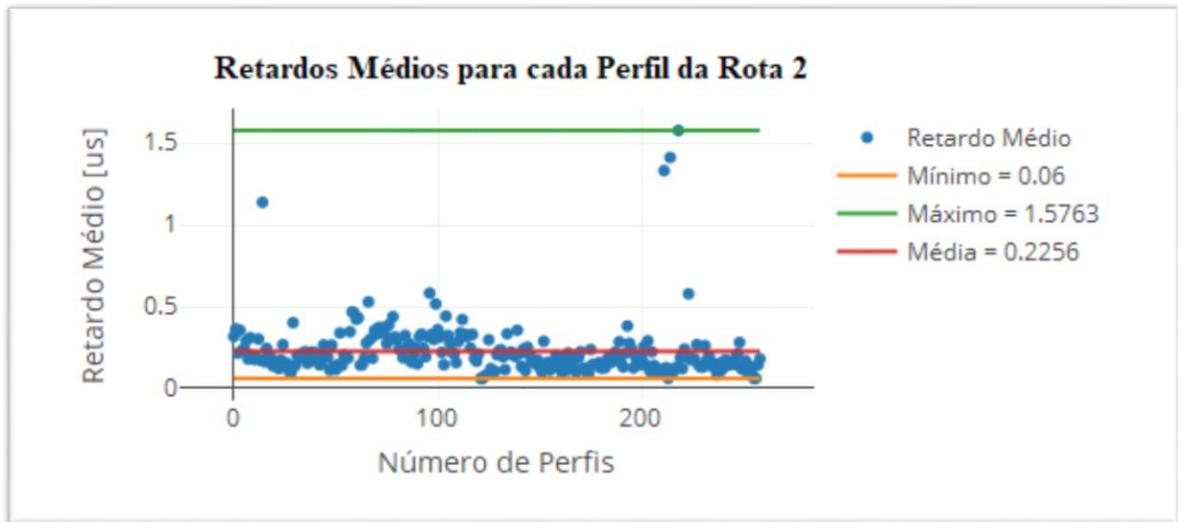
Figura 23—Valores dos Retardos Médio sem a presença de outliers – Rota 2



Fonte: A autora

No gráfico da Figura 23 é possível observar que alguns valores de Retardo Médio se destacam mais que os demais, tratam-se de valores atípicos (*outliers*). Estes valores, por causarem influência direta na média e no desvio padrão, foram retirados. Como pode ser observado na Tabela 8, obtivemos uma queda significativa no valor do desvio padrão. Tais valores foram próximo aos obtidos por Pinna [6], na mesma região, na faixa de 700 MHz e por Ron [37] na faixa de 3,5 GHz em ambiente urbano. Na Figura 24 temos os valores dos retardos médios, para a rota 2, sem os *outliers*.

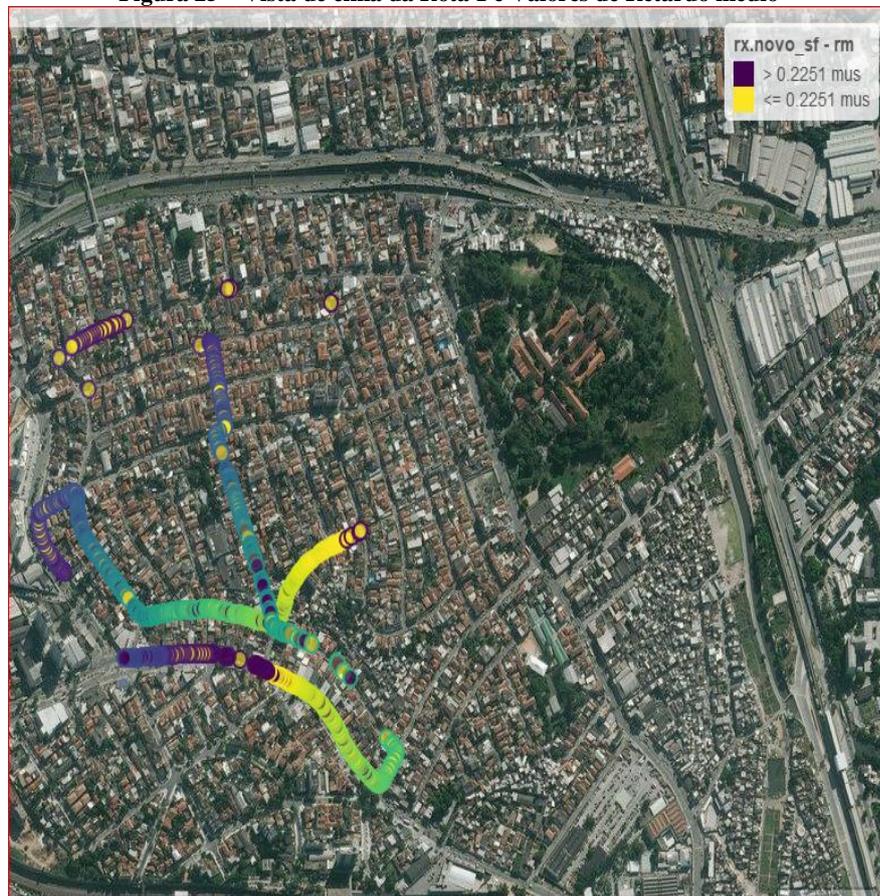
Figura 24—Valores dos Retardos Médio sem a presença de *outliers* - Rota 2



Fonte: A autora

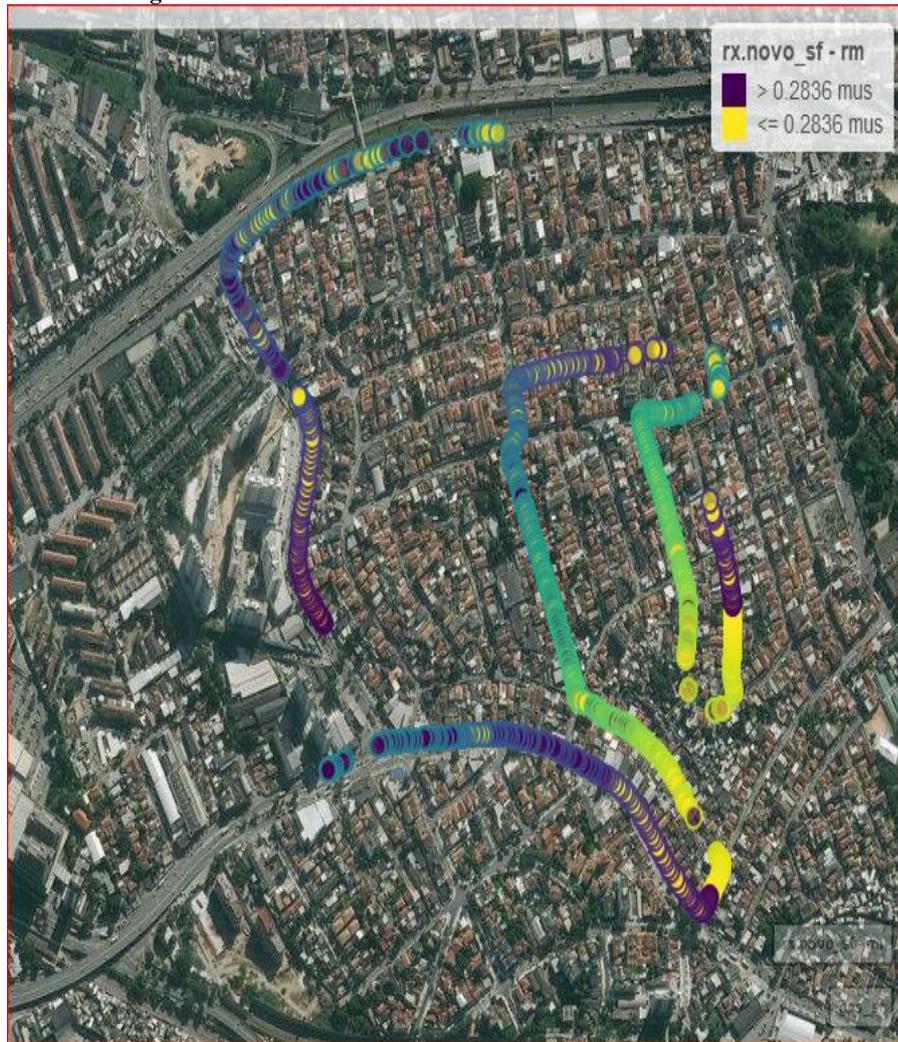
As Figuras 25 e 26 mostram a vista aérea da rota percorrida e os seus respectivos valores de retardo médio em cada perfil da rota.

Figura 25—Vista de cima da Rota 1 e Valores de Retardo médio



Fonte: A autora

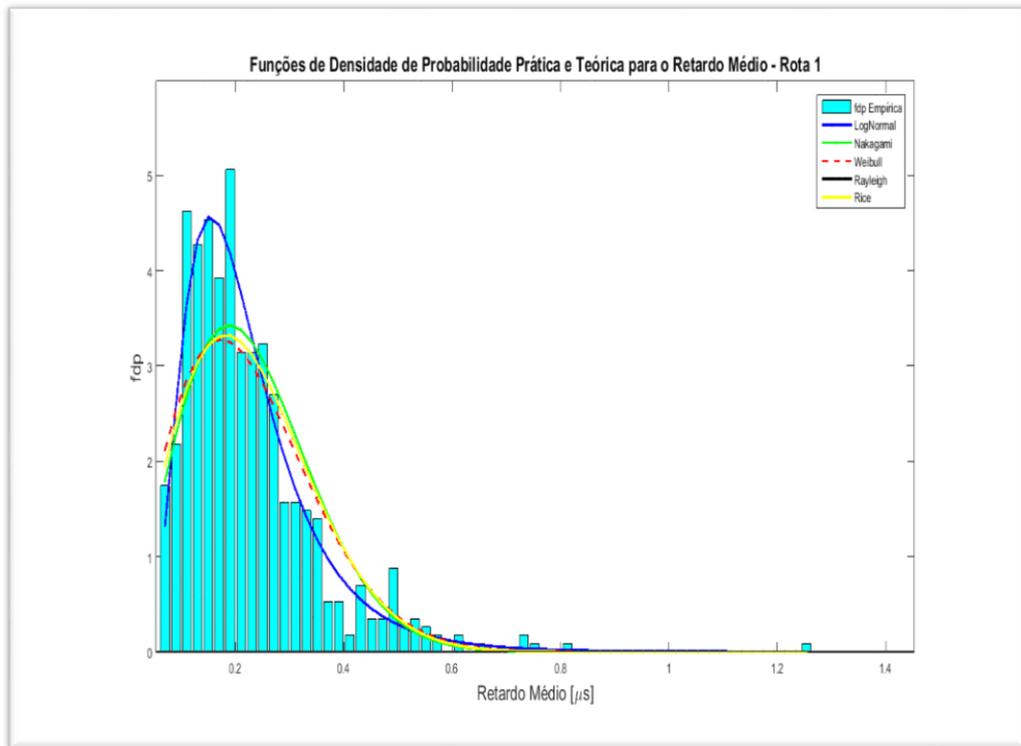
Figura 26—Vista de cima da Rota 2 e Valores de Retardo médio



Fonte: A autora

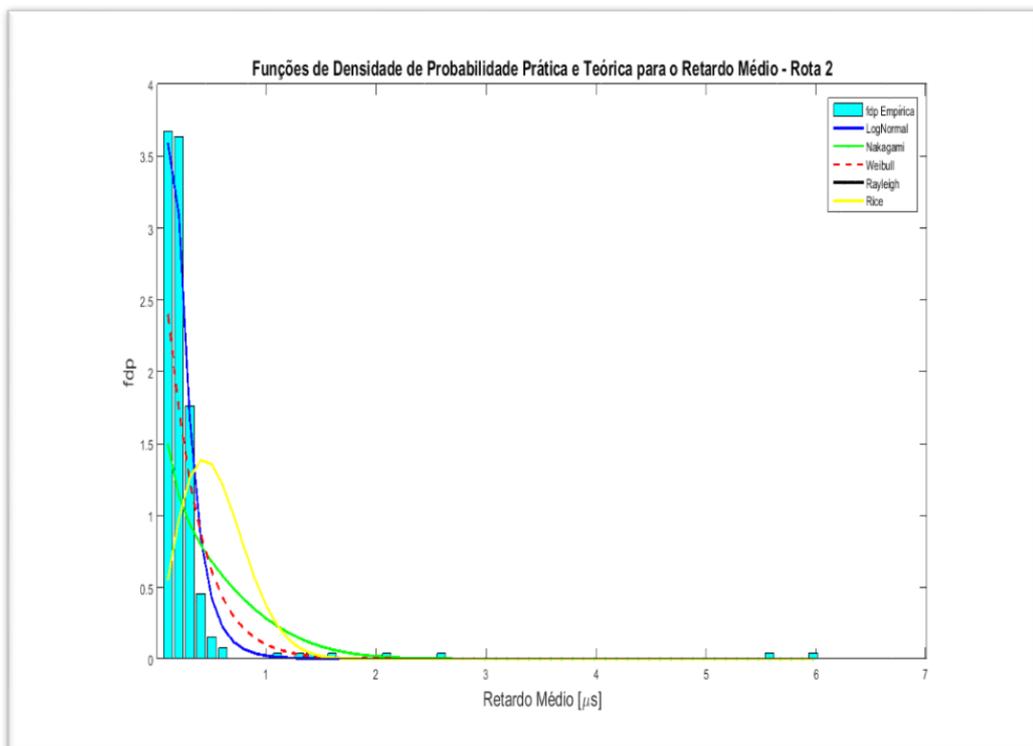
Temos, em seguida, nas Figuras 27 e 28 o histograma dos valores de retardo médio e as funções de densidade de probabilidade teóricas para ambas as rotas percorridas, obtidas a partir das estimações dos parâmetros pela função de máxima verossimilhança. Após a estimação dos parâmetros foi realizado o teste qui-quadrado para verificar quais distribuições se ajustaram aos dados. Os parâmetros estimados e os resultados do teste estão presentes na Tabela 9.

Figura 27—Funções Densidade de Probabilidade - Rota 1



Fonte: A autora

Figura 28—Funções Densidade de Probabilidade - Rota 2



Fonte: A autora

Tabela 9 Parâmetros Estimados para cada distribuição por Máximaverossimilhança para o Retardo Médio
Análise das Curvas das Funções Densidade de Probabilidade dos Retardos Médios

Distribuição	Parâmetro da Função	Rota 1	Passou no Teste Qui-quadrado?	Rota 2	Passou no Teste Qui-quadrado?
LogNormal	(μ)	-1,6210	Sim	-1,5945	Sim
	(σ)	0,5001		0,6180	
Nakagami	(m)	1,0731	Sim	0,3091	Não
	(Ω)	0,0665		0,3793	
Weibull	(λ)	0,2547	Sim	0,2902	Sim
	(α)	1,9152		1,0362	
Rayleigh	(σ)	0,1823	Sim	0,4355	Não
Rice	(s)	0,0065	Sim	0,0051	Não
	(σ)	0,1822		1,0362	

Fonte: A autora

Para a Rota 1, todos os modelos passaram no teste qui-quadrado sendo que a função que aderiu melhor aos dados foi a LogNormal, cujo p-valor é 0,99. É importante ressaltar que no teste qui-quadrado, quanto maior for o p-valor, melhor será o ajuste do modelo, pois o teste usa como hipótese nula a distribuição dos dados ser a mesma distribuição teórica enquanto a hipótese alternativa diz que a distribuição dos dados não é a mesma. Isso significa que, a o nível de significância de 5% eu não rejeito a hipótese nula.

Para a Rota 2, as distribuições que não passaram no teste de aderência foram: Nakagami, com p-valor de 0,0498 e Rice com p-valor de 0,015. Das funções densidade de probabilidade que passaram no teste, a que teve melhor ajuste foi a LogNormal, o que era esperado ao observarmos os gráficos.

5.2.2 Retardo RMS

De forma análoga ao retardo médio, uma vez obtido os perfis de potência de retardo dos sinais recebidos, o espalhamento de retardo foi obtido de acordo com a equação (2.62). Através dos valores obtidos pelo retardo RMS, é possível adotar uma taxa de transmissão digital conveniente para o sistema que previna de interferência intersimbólica, dispensando o uso de equalizadores. Para garantir uma comunicação confiável, a duração temporal de cada símbolo transmitido, incluindo o intervalo de guarda em sistemas OFDM, deverá ser muito maior que o espalhamento de retardo (Retardo RMS). Na tabela 10, estão os valores obtidos

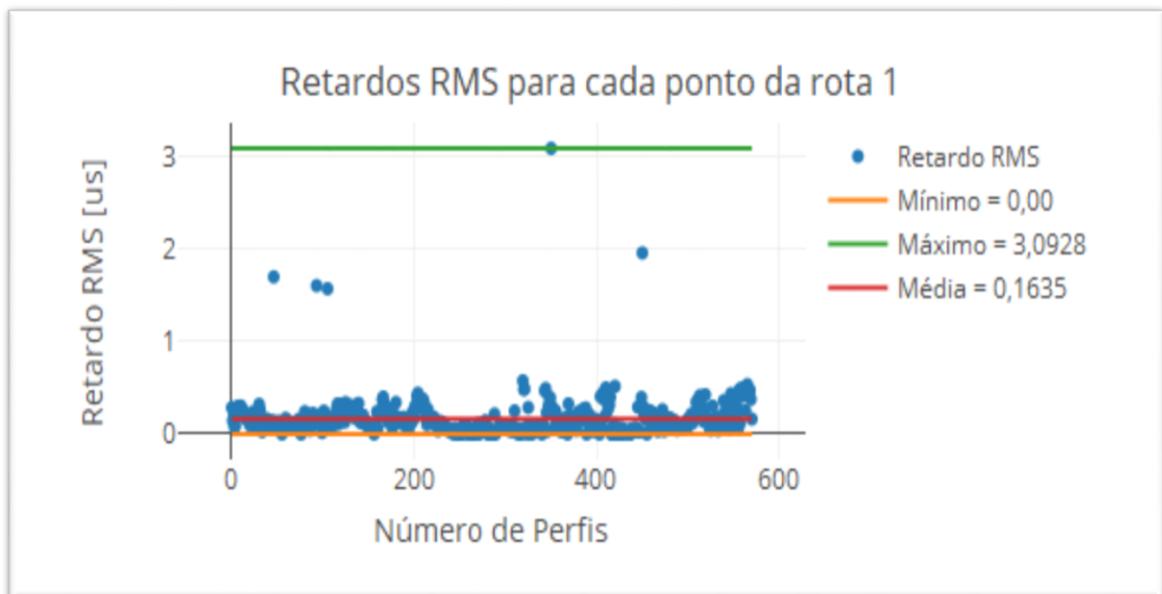
para esta variável e as Figuras 29 e 30 ilustram o espalhamento de retardo nos percursos realizados (rota 1 e rota 2).

Tabela 10 Estatísticas do Retardo RMS para as rotas 1 e 2

	Retardo RMS [μs]	Média [μs]	Desvio Padrão [μs]
Rota 1	$0,07 \times e^{-18} < \sigma_t < 3,0928$	0,1635	0,2144
Rota 2	$0,07 \times e^{-18} < \sigma_t < 3,1898$	0,1973	0,4138

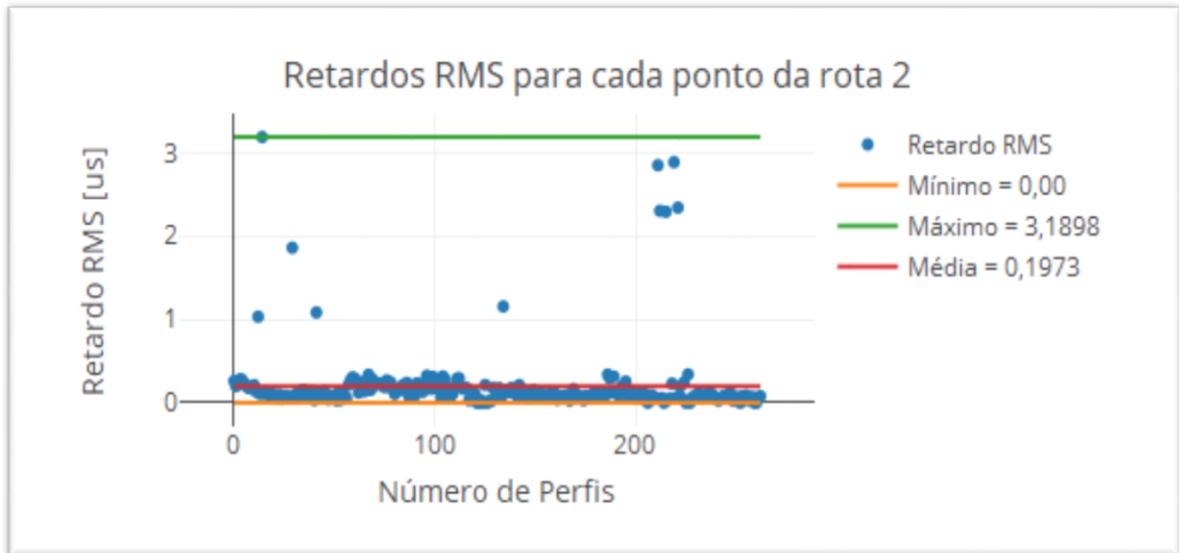
Fonte: A autora

Figura 19—Valores dos Retardos RMS sem a presença de outliers – Rota 1



Fonte: A autora

Figura 20—Valores dos Retardos Médio sem a presença de outliers - Rota 2

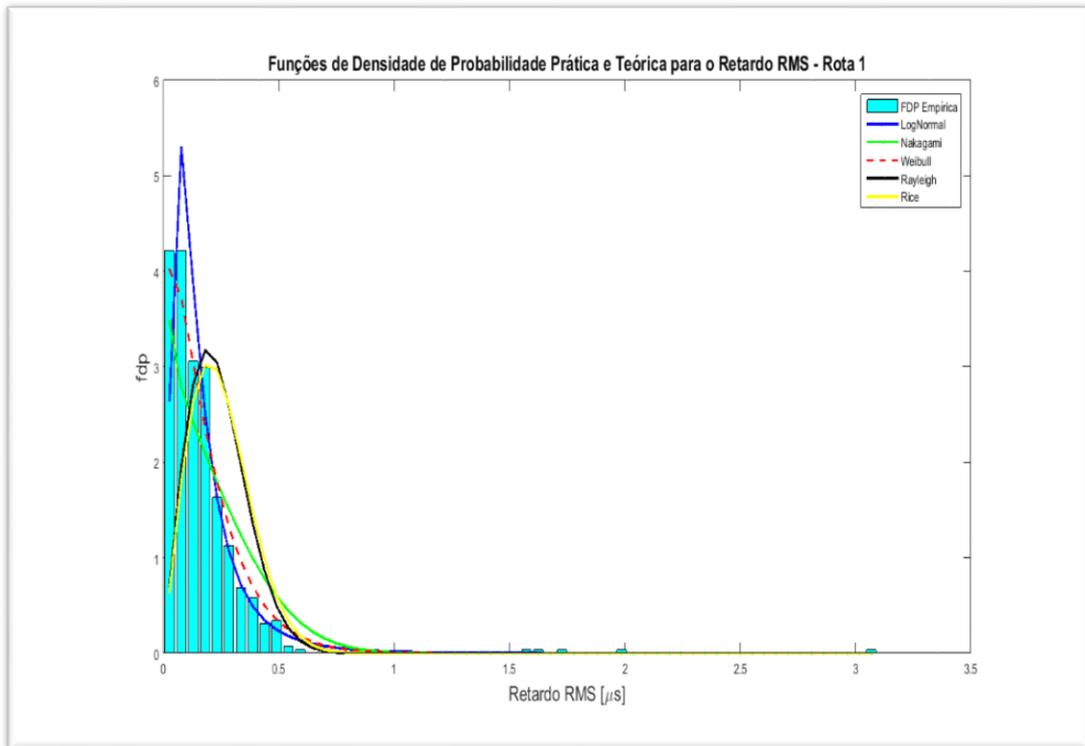


Fonte: A autora

Como podemos observar nas Figuras 29 e 30, existem alguns pontos onde os valores de retardo RMS são maiores. Nestes pontos, onde foi observado que o sinal recebido é mais forte, são locais que possuem visibilidade ou estão mais próximos da antena transmissora. Valores baixos costumam indicar a presença de muitos refletores, ou seja, réplicas do sinal chegando em intervalos muito pequenos.

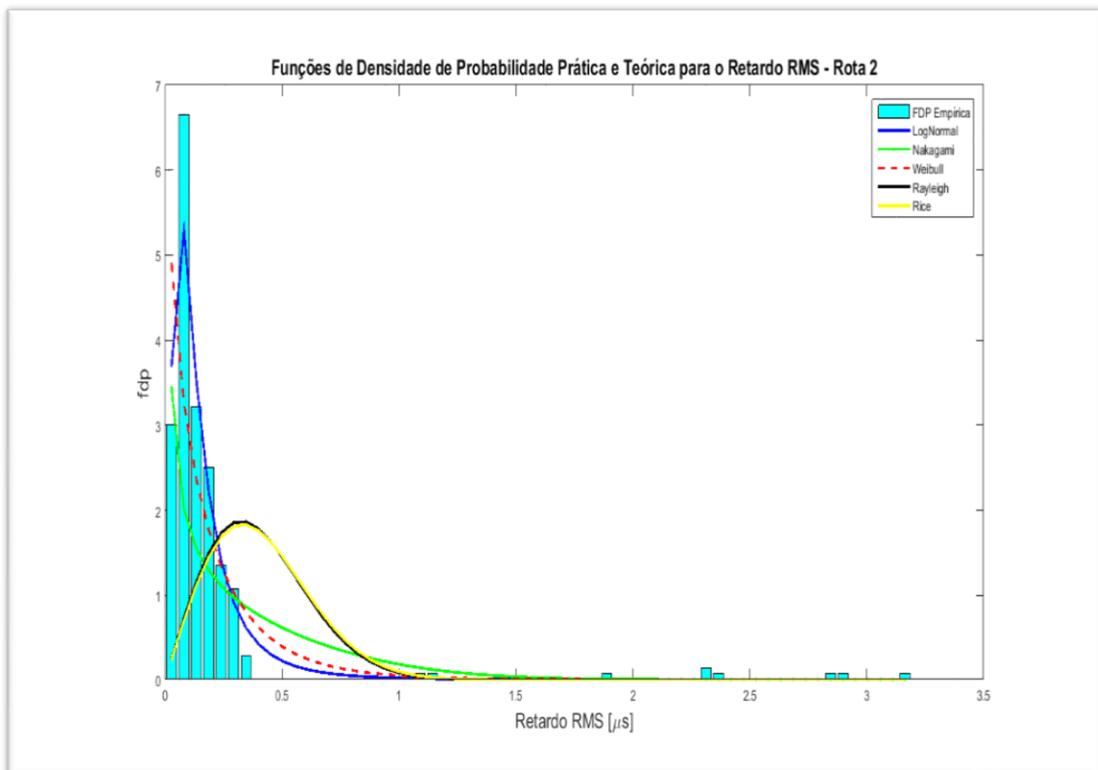
A seguir, temos as figuras 31 e 32, com as distribuições que melhor se ajustaram aos dados experimentais para o retardo RMS para as rotas 1 e 2. Trata-se da mesma análise feita para o retardo médio. O histograma com os valores experimentais foi comparado com as principais funções densidade de probabilidade teórica, cujo parâmetros estimados estão na Tabela 11, e foi verificado, qual a distribuição que melhor se ajusta aos dados.

Figura 31—Histograma dos Retardos RMS e funções densidade de probabilidade – Rota 1



Fonte: A autora

Figura 32—Histograma dos Retardos RMS e funções densidade de probabilidade – Rota 2



Fonte: A autora

**Tabela 11 Parâmetros Estimados para cada distribuição por Máxima verossimilhança para os Retardos RMS
Análise das Curvas das Funções Densidade de Probabilidade dos Retardos RMS**

Distribuição	Parâmetro da Função	Rota 1	Passou no Test3 Qui-quadrado	Rota 2	Passou no Test3 Qui-quadrado
LogNormal	(μ)	-2,0612	Sim	-2,1307	Sim
	(σ)	0,8011		0,8450	
Nakagami	(m)	0,4124	Sim	0,2578	Não
	(Ω)	0,0793		0,2187	
Weibull	(λ)	0,1899	Sim	0,1895	Sim
	(α)	1,1604		0,8906	
Rayleigh	(σ)	0,1906	Sim	0,3237	Não
Rice	(s)	0,0017	Não	0,0064	Não
	(σ)	0,1991		0,3307	

Fonte: A autora

Para a Rota 1, somente o modelo Rice não passou no teste qui-quadrado e a distribuição que aderiu melhor aos dados foi LogNormal, cujo p-valor é 0,75. Apesar de ter passado no teste qui-quadrado, a curva que obteve o pior ajuste nesse caso foi a Rayleigh.

Para a Rota 2, as distribuições Rice, Rayleigh e Nakagami não passaram no teste qui-quadrado. Das que passaram no teste, as distribuições que se ajustaram melhor foram a LogNormal e a Weibull.

5.3 SENSIBILIDADE DA SONDA

Em quaisquer tipos de medições, para se obter confiabilidade nas análises estatísticas, é necessária a obtenção do maior número de medidas possível. Das amostras capturadas nas campanhas de medição, no intuito de se obter mais símbolos, realizou-se uma caracterização do nível de sensibilidade da sonda. No processamento dos dados medidos, é necessária a detecção dos símbolos recebidos. Para a detecção dos símbolos, é calculada a correlação do sinal recebido com o prefixo cíclico do sinal original, desta forma, obtemos os picos de correlação que permitem identificar início e o fim de cada símbolo. Para a aplicação da técnica de filtragem CFAR, é necessário coletar, pelo menos, 3 símbolos em cada ponto de medição. Para a detecção do segundo e terceiro símbolo, escolhem-se aqueles símbolos cujos

picos de correlação estejam, pelo menos até 20% abaixo do valor máximo. No início, a sonda detectava símbolos com nível de potência até 10% abaixo do nível máximo [6, 35, 37]. Neste trabalho com o objetivo de aumentar o número de símbolos detectados, foi utilizado um critério de detecção para o segundo e terceiro símbolo de 20%. Na avaliação estatística dos parâmetros de dispersão do canal, observou-se que alguns perfis ruidosos (de potências mais baixas) foram adicionados e estes alteravam os valores das estatísticas. Para contornar o problema dos perfis ruidosos foram avaliados diferentes valores de potência de símbolo e as estatísticas de dispersão analisadas.

Nas tabelas 12 e 13 estão os valores obtidos para os parâmetros de dispersão temporal, para as rotas 1 e 2, utilizando o limite da sonda corrigido para 20%. Nas tabelas 14 e 15 temos os mesmos valores calculados utilizando o limite de 10%.

É importante ressaltar que as análises apresentadas anteriormente foram realizadas aumentando a sensibilidade da sonda para 20% e descartando os perfis mais ruidosos, ou seja, os perfis com níveis de potência inferiores à -75 dBm não fizeram parte da análise.

Tabela 12 Estatísticas do Retardo Médio e Retardo RMS para limiar da sonda em 20% - Rota 1

Retardo Médio - Rota 1 - Nível 20%						
Estatísticas \ Potência [dB]	-75,64961	> -75	> -72	> -69	> -66	> -55
Máximo	1,2641729	1,2641729	1,2641729	0,8075219	0,602774	0,2903
Mínimo	0,0600276	0,0600276	0,0600276	0,0600276	0,0984877	0,1251041
Média	0,2253011	0,2248667	0,2159031	0,229134	0,2425039	0,222499
Mediana	0,1956675	0,1947565	0,1901099	0,2059485	0,2250822	0,2398759
Desvio Padrão	0,1260374	0,1261893	0,1228005	0,1122083	0,0937215	0,0601348
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	1722	1713	1353	846	501	21
Qtd.Perfis (CFAR)	574	571	451	282	167	7
Espalhamento de Retardo - Rota 1 - Nível 20%						
Estatísticas \ Potência [dB]	-75,64961	> -75	> -72	> -69	> -66	> -55
Máximo	3,0927513	3,0927513	3,0927513	1,7010242	1,7010242	0,2846033
Mínimo	0	0	0	0	0	0,073026
Média	0,1646144	0,1634992	0,1557791	0,1619139	0,1851847	0,1828058
Mediana	0,1244646	0,1235417	0,1101404	0,131431	0,1427583	0,1896667
Desvio Padrão	0,2144726	0,2144251	0,2311212	0,1786716	0,2117299	0,0833133
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	1722	1713	1353	846	501	21
Qtd.Perfis (CFAR)	574	571	451	282	167	7

Fonte: A autora

Tabela 13 Estatísticas do Retardo Médio para limiar da sonda em 20% - Rota 2

Retardo Médio - Rota 2 - Nível 20%						
Estatísticas \ Potência [dB]	-82,67914	> -75	> -72	> -69	> -66	> -55
Máximo	6,0181843	6,0209513	1,1368872	1,1368872	1,1368872	0,3630948
Mínimo	0,06	0,0600276	0,0764699	0,0764699	0,0970226	0,2145336
Média	0,2836322	0,2841896	0,2272778	0,2556796	0,2516304	0,2980705
Mediana	0,203552	0,1876532	0,201163	0,2264392	0,2145336	0,3165832
Desvio Padrão	0,3904835	0,5474509	0,1184272	0,1292608	0,1386767	0,0759911
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	1908	789	558	378	249	9
Qtd.Perfis (CFAR)	636	263	186	126	83	3
Espalhamento de Retardo - Rota 2 - Nível 20%						
Estatísticas \ Potência [dB]	-82,67914	> -75	> -72	> -69	> -66	> -55
Máximo	4,0484217	3,189824	3,189824	3,189824	3,189824	0,2595545
Mínimo	0	0	0	0	0,0294792	0,1984769
Média	0,2169981	0,1973312	0,1754782	0,2058066	0,2262045	0,2304261
Mediana	0,133408	0,1011148	0,1218126	0,1571755	0,1395221	0,2332468
Desvio Padrão	0,3804628	0,4138624	0,2925781	0,3376972	0,4105939	0,0306364
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	1908	789	558	378	249	9
Qtd.Perfis (CFAR)	636	263	186	126	83	3

Fonte: A autora

Tabela 14 Estatísticas do Retardo Médio 3 Espalhamento para limiar da sonda em 10% - Rota 1

Retardo Médio - Rota 1 - Nível 10%					
Estatísticas \ Potência [dB]	-73,92113	> -72	> -69	> -66	> -55
Máximo	1,0374927	1,0374927	1,0374927	0,756317	0,2910683
Mínimo	0,0800368	0,0800368	0,0800368	0,0984877	0,1308704
Média	0,2145638	0,2093408	0,2097674	0,2279637	0,2177091
Mediana	0,1807702	0,1775686	0,1785235	0,2059394	0,2398759
Desvio Padrão	0,126635	0,1228224	0,1210083	0,096068	0,0616986
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	960	933	756	485	21
Qtd.Perfis (CFAR)	320	311	252	161	7
Espalhamento de Retardo - Rota 1 - Nível 10%					
Estatísticas \ Potência [dB]	-73,92113	> -72	> -69	> -66	> -55
Máximo	2,7904354	2,7904354	1,9606206	1,6062501	0,2846033
Mínimo	0	0	0	0	0,0754477
Média	0,1533811	0,1465076	0,1406719	0,1542117	0,1798803
Mediana	0,1059092	0,1036361	0,1044705	0,1235714	0,1693694
Desvio Padrão	0,2258786	0,2245166	0,179481	0,1420597	0,0851058
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	960	933	756	485	21
Qtd.Perfis (CFAR)	324	311	252	161	7

Fonte: A autora

Tabela 15 Estatísticas do Retardo Médio para limiar da sonda em 10% - Rota 2

Retardo Médio - Rota 2 - Nível 20%						
Estatísticas \ Potência [dB]	-80,94329	>-75	>-72	>-69	>-66	>-55
Máximo	3,2481269	3,2481269	3,2481269	3,2481269	1,1722974	0,3746818
Mínimo	0,0800368	0,0800368	0,0800368	0,0800368	0,0878729	0,2145336
Média	0,2563189	0,2428249	0,2426051	0,2286082	0,2113878	0,3019329
Mediana	0,1852092	0,1822972	0,1800828	0,1714974	0,1935968	0,3165832
Desvio Padrão	0,2828174	0,2907643	0,3244445	0,3250636	0,1292376	0,0810731
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	972	705	546	377	255	9
Qtd.Perfis (CFAR)	324	235	182	125	85	3
Espalhamento de Retardo - Rota 2 - Nível 20%						
Estatísticas \ Potência [dB]	-80,94329	>-75	>-72	>-69	>-66	>-55
Máximo	3,9938311	3,9938311	3,9938311	3,2466216	3,2466216	0,2595545
Mínimo	0	0	0	0	0	0,2095764
Média	0,220039	0,2087588	0,2260471	0,1839157	0,1878184	0,2341259
Mediana	0,1252779	0,1093361	0,0988089	0,0883518	0,1093027	0,2332468
Desvio Padrão	0,429136	0,4406751	0,4970991	0,4189361	0,3959639	0,0250007
Qtd.Perfis (Antes do CFAR)	972	705	546	377	255	9
Qtd.Perfis (CFAR)	324	235	182	125	85	3

Fonte: A autora

Como pode ser visualizado na tabela 12, temos os valores das estatísticas para os parâmetros de dispersão temporal referentes à rota 1, considerando a sonda ajustada em 20%. Com esse ajuste de sonda foi possível a obtenção de 574 perfis de potência de retardo, após a técnica de filtragem CFAR. Se o limite for 10%, o número de perfis reduz para 320, conforme Tabela 14. Se fizermos esta mesma análise descartando os perfis mais ruidosos, considerando o limiar da sonda em 20%, temos, para o nível de potência acima de -72 dBm, o total de 571 perfis de potência de retardo (Tabela 12) porém, ao considerar a mesma potência, porém com a sonda com limite de 10%, temos uma queda significativa na quantidade de perfis, passando para 311 (Tabela 14).

Essas comparações permitiram perceber, com clareza, o ganho obtido ao se realizar o ajuste na sonda. Ao aumentar o limiar da sonda a quantidade de perfis aumentou consideravelmente, proporcionando maior credibilidade aos valores das estatísticas calculadas. Outro ganho associado ao aumento do número de perfis é a possibilidade de realizar uma análise descartando os perfis mais ruidosos através de um critério de potência de símbolo, cujas análises preliminares deste trabalho estabelecem o valor entre -72 dBm e -75 dBm, proporcionando, assim, resultados melhores.

6 CONCLUSÕES E RECOMENDAÇÕES

O Objetivo do presente trabalho foi a caracterização do canal de propagação rádio móvel em faixa larga em região suburbana na faixa de frequências de 3,5 GHz, que serão utilizadas pela tecnologia 5G.

A medições foram realizadas na Zona Norte da cidade do Rio de Janeiro, com a antena transmissora fixada no alto de um prédio de, aproximadamente, 45 m nos bairros de Higienópolis, cobrindo a área de Higienópolis e Del Castilho.

6.1 CARACTERIZAÇÃO EM BANDA LARGA

Para a realização das medições, fez-se o uso de um sinal de teste, uma sequência PN, com modulação OFDM e os perfis de potência de retardo foram obtidos através da correlação cruzada do sinal original, de entrada, com o sinal de saída. Para a filtragem dos perfis e identificação das componentes de multipercursos usou a técnica CFAR, que apresentou resultados eficazes e coerentes com trabalhos publicados por outros autores.

O retardo médio, no ambiente estudado, foi da ordem de $0,22\mu s$ com desvio padrão de $0,17\mu s$ para a rota 1, e $0,28\mu s$ com desvio padrão de $0,12\mu s$ para a rota 2, condizentes com os resultados obtido por Ron [37]. Quanto ao ajuste, as distribuições que melhor se ajustaram para os retardos médios em ambas as rotas foi a LogNormal.

Para os resultados do retardo RMS, os valores médios foram da ordem de $0,16\mu s$ com desvio padrão em torno de $0,21\mu s$ para a rota 1, e $0,19\mu s$ para a rota 2, com desvio padrão da ordem de $0,41\mu s$. As distribuições que obtiveram os melhores ajustes foram a LogNormal, na Rota 1. Na rota 2, tanto a LogNormal quanto a Weibull apresentaram bons ajustes.

Como vantagem podemos apresentar os bons resultados de retardos médio e retardos RMS, com valores baixos de desvio padrão. Em contrapartida, não foi possível a recuperação do sinal em todos os pontos da rota.

6.2 SENSIBILIDADE DA SONDA

De forma a contribuir para a maior confiabilidade das análises estatísticas, foi realizado um estudo na sonda. A motivação do estudo foi a obtenção de um número mais de

símbolos detectados e, para isso, o nível de sensibilidade da sonda, que era de 10%, utilizado por Pinna [6], Gonsioroski [35] e Ron [37], foi modificado para 20%, ou seja, a sonda se tornou capaz de detectar símbolos até 20% abaixo do valor máximo.

A quantidade de perfis, ao se utilizar a sonda com limite de 10%, foi para rota 1, 960 perfis que após serem filtrados pelo CFAR, reduziu para 320. Na rota 2, considerando o mesmo limite, foram obtidos 972 perfis que, após a filtragem, reduziu para 324.

Ao aumentar o limite para 20%, na rota 1, a quantidade de perfis saltou de 960 para 1722, ou seja, houve um aumento de 79%. Na rota 2, a quantidade de perfis que era de 972 passou a ser 1908, ou seja, um aumento de 96% na quantidade de perfis. Contudo, verificou-se que ao realizar tal modificação, alguns perfis mais ruidosos entraram na análise, porém, tal situação pode ser contornada adotando um limite na potência do sinal maior pois verificou-se que a alteração na sensibilidade da sonda proporcionou um aumento da quantidade de perfis em todos os níveis de potência, permitindo o descarte daquelas cujas potências eram mais baixas.

6.3 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos que possam vir a ser realizados futuramente, propõe-se:

i) Realização de mais campanhas de medições em locais variados a fim de caracterizar os mais diversos tipos de ambientes, aumentando a quantidade de informações no banco de dados.

ii) Comparar os resultados obtidos nas medições com os resultados teóricos existentes

iii) Aprofundar a análise quanto à sensibilidade da sonda. Testar outros limiares.

REFERÊNCIAS

- [1] MELO, Alexandre. Telefonía: Experimentos de 5G no Brasil devem acontecer apenas em 2025. **Valor Econômico**. São Paulo, 3 out. 2017. Disponível em: <<http://www.valor.com.br/empresas/5143644/telefonía-a-experimentos-de-5g-no-brasil-devem-acontecer-apenas-em-2025>>. Acesso em: 29 abr. 2018.
- [2] AMARAL, Bruno. Anatel descarta usar faixa de 28 GHz para 5G. **Mundodigital**. São Paulo, 19 abr. 2016. Disponível em: <<http://www.mundodigital.net.br/index.php/noticias/telecomunicacoes/6072-anatel-descarta-usar-faixa-de-28-ghz-para-5g>>. Acesso em: 03 abr. 2018.
- [3] ERICSSON. **5G: What is It?** Estocolmo, Suécia. 2014. 10 p. Disponível em: <<http://www.ericsson.com/res/docs/2014/5g-what-is-it.pdf>>. Acesso em: 04 jul. 2018.
- [4] ZHENG, jun. et al. The Internet of Things. **IEEE Communications Magazine**. vol. 49, n. 11, p. 30-31. 2011. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6069706>>. Acesso em: 05 jul. 2018.
- [5] CUETO, Daniel Y. Mitsutake; MELLO, Luiz Alencar Reis da Silva; RON, Carlos V. Rodríguez. **Comparison of Coverage and Capacity of LTE-Advanced Networks at 700 MHz and 2.6 GHz**. International Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC) 2013. RJ, Brazil, 2013, p. 1-5. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/6646573/>>. Acesso em: 05 jul. 2018.
- [6] PINNA, Paula Alves. **Caracterização Faixa Larga do Canal Rádio Móvel na Faixa de 700 MHz com Recepção em Diversidade**. 2015. 121 f. Dissertação de Mestrado (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e de Telecomunicações). Universidade Federal Fluminense UFF. Niterói, Rio de Janeiro. 2015.
- [7] BITENCOURT, Rafael. Anatel Iniciará Teste com Tecnologia 5G. **Valor Econômico**. Brasília, 26 jul. 2018. Disponível em: <<https://www.valor.com.br/empresas/5691261/anatel-iniciara-testes-com-tecnologia-5g>>. Acesso em: 04 ago. 2018
- [8] HAYKIN, Simon. **Sistemas de Comunicações Analógicas e Digitais**. Tradução: José Carlos Barbosa dos Santos. 4. ed. Porto Alegre: Artmed. 2004. 556 p.
- [9] MATOS, Leni Joaquim. **Caracterização do canal de propagação rádio móvel**. Apostila da professora.
- [10] ANDERSEN, Jargen Bach; RAPPAPORT, Theodore S.; YOSHIDA, Susumu. Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels. **IEEE Communications Magazine**, jan. 1995. Disponível em: <<https://pdfs.semanticscholar.org/8e14/7eedf6cd386e1f592fb7b7cf86fc3e816631.pdf>> Acesso em: 3 jul. 2018.
- [11] GONSIOROSKI, Leonardo Henrique. et al. Preliminary results of channel characterization at 700MHz band in urban and rural regions. International

Telecommunications Symposium (ITS). 17-20 ago. 2014. **IEEE xplore**: 2014. p. 1-5.
Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/6948041/>>. Acesso em: 03 ago. 2018.

[12] RAPPAPORT, Theodore S. **Comunicações Sem Fio: Princípios e Práticas**. Tradução: Daniel Vieira. 2.ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.

[13] YACOUB, Michel Daoud. **Foundations of Mobile Radio Engineering**, 1. ed. USA: CRC Press, 1993.

[14] GUPTA, S.C.; VISWANATHAN R.; MUAMMAR, R. Land Mobile Radio Systems - A Tutorial Exposition. **IEEE Communications Magazine**. Jun. 1985. v. 23, n. 6, p. 34-45.
Disponível em:<http://opensiuc.lib.siu.edu/cgi/viewcontent.cgi?article=1040&context=ece_articles>. Acesso em: 2 jul. 2018.

[15] RAPPAPORT, Theodore S. Mobile Radio Propagation: Small-Scale Fading and Multipath. In:____. **Wireless Communications: Principles and Practice**. 1. ed. USA: Prentice Hall, 1995.

[16] Donald C. Cox ; Roy R. Murray ; A. W. Norris. 800 MHz Attenuation Measured in and Around Suburban Houses. **AT&T Bell Laboratories Technical Journal**, V. 63, n.6, jul-ago 1984, p. 921-954. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/6771659/>>. Acesso em: 04 jun. 2018.

[17] HATA, Masaharu. Empirical formulate for propagation loss in land mobile radio services. **IEEE Transactions on Vehicular Technology** , v. 29, n.3, ago. 1980. p. 15-24.
Disponível em:<<https://pt.scribd.com/document/64623309/Hata-Empirical-Formula-for-Propagation-Loss-in-Land-Mobile-Radio-Services-1>>. Acesso em: 07 jul. 2018.

[18] PARSONS, J. David. Wideband Channel Characterisation. In:____. **The Mobile Radio Propagation Channel**. Second Edition. New York-NY, USA: John Wiley & Sons Ltd, 2000. cap. 6, p. 164-189. Disponível em:<<https://pt.slideshare.net/farzad36/the-mobile-radio-propagation-channel-parsons-second-edition>>. Acesso em: 13 ago. 2018.

[19] BELLO, P. A. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels. **IEEE Transactions on Communications Systems**. v. 11, n. 4, dez. 1963. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/1088793/>>. Acesso em: 8 ago. 2018.

[20] MATOS, Leni Joaquim de. **Influência da vegetação na Dispersão dos Sinais Rádio-Móveis**. 2005. 215 p. Tese de Doutorado (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica)- Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. 2005.

[21] LEE, William C. Y. **Mobile Cellular Telecommunications Systems**. Nova York: McGraw Hill, 1989. 449 p.

[22] HOWARD, J. Steven; PAHLAVAN, Kaveh. Measurement and Analysis of the Indoor Radio Channel in the Frequency Domain. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. v. 39. n. 5, out. 1990. p. 751-755. Disponível em:<<https://pdfs.semanticscholar.org/af23/b77812aaf148bee204d051a8b578f53e46be.pdf>>. Acesso em: 9 jul. 2018

- [23] PAPOULIS, Athanasios. **Probability Random Variables, and Stochastic Processes**, Third Edition. Polytechnic Institute of New York. New York: McGraw-Hill, 1991. 661 p.
- [24] KIVINEN, Jarmo. et al. Wideband radio channel measurement system at 2GHz. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**. v. 48, n. 1, fev. 1999. p. 39-44. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/755057/>>. Acesso em: 8 jul. 2018.
- [25] ABRANTES, Sílvio A. **Sequências Pseudo-aleatórias e outras**. Apostila do professor.
- [26] SARWATE, Dilip. V.; PURSLEY, Michael B. Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences. **Proceedings of the IEEE**. v. 68, n. 5, maio 1980. p. 593-619. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/1455966/>>. Acesso em: 9 maio 2018.
- [27] PETERSON, W. Wesley ; WELDON, E.J.Jr. **Error-Correcting Codes**. 2. ed. Cambridge: The Mit Press, 1972. 560 p.
- [28] DEMERY, D. A.; PARSONS, J. D.; TURKMANI, A. M. D. Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review **IEE Proceedings I - Communications, Speech and Vision**, v. 138, n.5, out. 1991. p. 437-446. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/103844/>>. Acesso em: 3 ago. 2018.
- [29] JAKES, William C. (Editor). **Microwave Mobile Communications** (An IEEE Press Classic Reissue). Wiley Interscience, 1994. 656 p.
- [30] SILVA, Rogério Moreira Lima. **Caracterização de Canal em 3,5 GHz Usando Técnicas de Sondagem STDC e OFDM**. 2012. 125 f. Tese de Doutorado (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. 2012.
- [31] COX, Donald C. Delay doppler characteristics of multipath propagation at 910 MHz in a suburban mobile radio environment. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, v. 20, n. 5, set. 1972. p. 625-635. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/1140277/>>. Acesso em 9 jul. 2018.
- [32] DAL BELLO, Julio Cesar Rodrigues. **Caracterização da Influência da Vegetação nos Sistemas de Comunicações Móveis Celulares em Áreas Urbanas**. 1998. Tese de Doutorado (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Rio de Janeiro. 1998.
- [33] FANNIN, P.C. et al. Digital Signal Processing Techniques Applied to Mobile Radio Channel Sounding. **IEE Proceedings F - Radar and Signal Processing**, v. 138, n. 5, out. 1991. p.502-508. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/99491/>>. Acesso em: 7 ago. 2018.
- [34] CULLEN, P. J.; FANNIN, P. C.; MOLINA, A. Wide-Band Measurement and Analysis Techniques for the Mobile Radio Channel. **IEEE Transactions on Vehicular Technology** , v. 42, n. 4, nov. 1993. p. 589-603. Disponível em:<<https://ieeexplore.ieee.org/document/260751/>>. Acesso em: 8 jun. 2018.

- [35] SILVA, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da. **Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda e Transmissão Através de Edificações em Regiões Urbanizadas na Faixa de 2,5 GHz**. 2013. 202 p. Tese de Doutorado (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Disponível em:< <https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/34490/34490.PDF>> Acesso em: 1 maio 2018.
- [36] SOUZA, E.S.; JOVANOVIÉ, V.M. e DAIGNEAULT, C. Delay Spread Measurements for the Digital Cellular Channel in Toronto. **IEEE Trans. on Vehicular Technology**, vol. 43, no 4, pp. 837-847, nov. 1994
- [37] RON, Carlos Vinicio Rodríguez. **Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na Faixa de 3,5 GHz em ambiente Urbano**. 2009. 161 f. Tese de Doutorado (Pós-Graduação em Engenharia Elétrica). Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Disponível em:< https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/Busca_etds.php?strSecao=resultado&nrSeq=32622@1&meta=1> Acesso em: 15 set. 2018.
- [38] SCHARF, Louis L. ***Statistical Signal Processing: Detection, Estimation, and Time Series Analysis***. Addison Wesley, NY. ISBN 0-201-19038-9.