

UNIVERSIDADE ESTADUAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO E
SISTEMAS

**CARACTERIZAÇÃO BANDA LARGA NA FAIXA DE 2,5 GHZ EM ÁREAS DE
VIVÊNCIA COM PREDOMINÂNCIA DE VEGETAÇÃO PARA PROJETOS DE
PARQUES DIGITAIS**

JAIRON VIANA BATISTA

SÃO LUÍS - MA
2019

UNIVERSIDADE ESTADUAL DO MARANHÃO
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DA COMPUTAÇÃO E
SISTEMAS

JAIRON VIANA BATISTA

**CARACTERIZAÇÃO BANDA LARGA NA FAIXA DE 2,5 GHZ EM ÁREAS DE
VIVÊNCIA COM PREDOMINÂNCIA DE VEGETAÇÃO PARA PROJETOS DE
PARQUES DIGITAIS**

Dissertação apresentada ao programa de Mestrado Profissional em Engenharia da Computação e Sistemas da Universidade Estadual do Maranhão como pré-requisito para obtenção do título de Mestre em Engenharia da Computação e Sistemas.

Orientador: Prof.^o Dr. Rogério Moreira Lima Silva.

Coorientador: Prof.^o Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

SÃO LUÍS - MA

2019

Batista, Jairon Viana.

Caracterização banda larga na faixa de 2,5 GHz em áreas de vivência com predominância de vegetação para projetos de parques digitais / Jairon Viana Batista. – São Luís, 2019.

91f.

Dissertação (Mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia da Computação e Sistemas, Universidade Estadual do Maranhão, 2019.

Orientador: Prof. Dr. Rogério Moreira Lima Silva.

1. Caracterização de canal. 2. Banda larga.
3. Comunicações sem fio. I. Título.

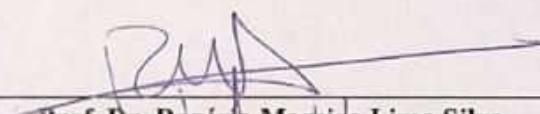
CDU 004.738.5

JAIRON VIANA BATISTA

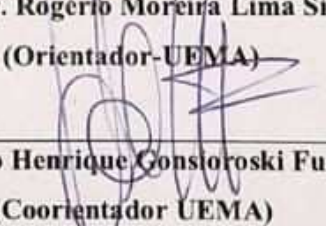
**CARACTERIZAÇÃO BANDA LARGA NA FAIXA DE 2,5 GHZ EM ÁREAS DE VI-
VÊNCIA COM PREDOMINÂNCIA DE VEGETAÇÃO PARA PROJETOS DE PAR-
QUES DIGITAIS**

Dissertação apresentada ao programa de Mestrado
Profissional em Engenharia da Computação e Sis-
temas da Universidade Estadual do Maranhão
como pré-requisito para obtenção do título de Mes-
tre em Engenharia da Computação e Sistemas

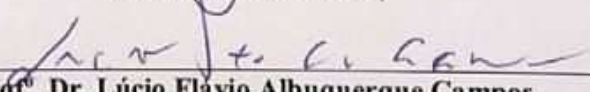
Aprovado em: 11 de março de 2019



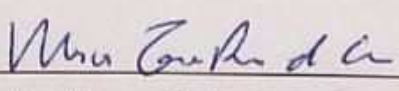
Prof. Dr. Rogério Moreira Lima Silva
(Orientador-UEMA)



Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva
(Coorientador UEMA)



Prof. Dr. Lúcio Flávio Albuquerque Campos
(UEMA)



Prof. Me. Marcos Tadeu Rezende de Araujo
(UFMA)

Dedico este trabalho aos meus pais e a minha esposa.

AGRADECIMENTOS

A Deus pela sua infinita misericórdia em minha vida. E por permitir que eu chegasse até aqui.

Aos meus pais Lusimar Viana Batista e José Raimundo da Silva Batista, que muitas vezes se sacrificaram para que, na medida certa, eu tivesse o necessário para ser feliz. A eles minha sincera e eterna gratidão. Igualmente agradeço aos meus irmãos Berenice, Katherine, Filemom e Acácia que de alguma forma contribuíram e contribuem para minha formação.

A minha querida esposa Jocyane Marreiros de Souza Batista, pelo companheirismo em minhas atividades acadêmicas, pela dedicação incondicional e por dividir comigo uma vida de amor.

Ao professor Dr. Rogério Moreira Lima pela prontidão em me ajudar. Expresso minha gratidão por sua orientação e apoio concedidos no decorrer do mestrado e durante a realização deste trabalho, sendo de fundamental importância para minha formação acadêmica nesta etapa.

Ao professor Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva, pelo imenso apoio concedidos ao longo deste trabalho, pelas muitas sugestões e inúmeras dúvidas tiradas. Minha eterna gratidão, pela excelente coorientação e por ser mais que um professor Doutor, ser um amigo acessível. Aprendi muito com o senhor. A você Professor meu muito obrigado mais uma vez.

Aos meus novos amigos de mestrado que participaram desta jornada comigo, em especial Sandra Eloi, Marcos Sá, Carlos Ronyhelton, Pedro Batalha, Alex, Kaio e Francisco.

Aos meus amigos que me ajudaram diretamente no decorrer deste trabalho em especial a Sandra Eloi Ferreira, David Silva, Igor Amorim e Amanda Beatriz.

A todos os professores e funcionários da Universidade Estadual do Maranhão pelo convívio e serviços prestados, em especial a Karoline Meireles, Valéria Nunes e Sara que muito me ajudaram com questões administrativas as quais não saberia resolver. Meu muito obrigado.

A coordenação do CETUC da PUC-RIO pelo apoio técnico e de infraestrutura oferecido. Igualmente agradeço, em especial, ao Prof. Dr. Pedro Gonzalez da UFF e os doutorandos da PUC-Rio, Molina, Jussif e Ted por terem colaborado nas medições.

E ao meu grande amigo de infância o Engenheiro Eletricista William Alves pelas boas conversas técnicas e pelos seus sábios conselhos. Obrigado meu amigo.

RESUMO

As redes de comunicações *wireless* são, em muitos casos, a melhor solução para uma série de necessidades apresentadas por pequenos e grandes usuários. Seja por questões de viabilidade técnica ou por apresentar um menor custo de implantação de projeto. Atualmente o movimento pela universalização do acesso à internet, fez crescer de forma vertiginosa a popularização das redes sem fio banda larga, isso tem se mostrado evidente, por exemplo, nas inúmeras praças digitais implantadas pelo Brasil a fora. Desse modo, tem havido uma busca constante pelo aprimoramento dessas redes banda larga, o que perpassa pela necessidade do estudo do canal de rádio propagação através de parâmetros que os descrevem. Este trabalho apresenta resultados experimentais que permitem caracterizar em banda larga o comportamento do canal rádio móvel em um ambiente com predominância de vegetação, os quais servirão de base de dados que auxiliarão no projeto de sistemas sem fios de regiões com predominância de vegetação as quais futuramente poderão se tornar praças digitais. Para isso, foram feitas campanhas de medições na frequência não licenciada de 2,5 GHz.

Palavras-chave:

Comunicações sem fio, caracterização de canal, banda larga, frequência 2,5 GHz.

ABSTRACT

Wireless communications networks are in many cases the best solution for a range of needs presented by small and large users. Whether for technical feasibility reasons or to present a lower cost of project implementation. Nowadays, the movement for the universalization of internet access has led to a rapid growth in the popularization of broadband wireless networks. This has been evident, for example, in the many digital squares deployed by Brazil abroad. Thus, there has been a constant search for the improvement of these broadband networks, which runs through the need to study the radio channel propagation through parameters that describe them. This work presents experimental results that allow to characterize in broadband the behavior of the mobile radio channel in an environment with predominance of vegetation, which will serve as data base that will help in the wireless systems design of regions with predominance of vegetation which future may become digital squares. For this, measurement campaigns were carried out on the unlicensed 2.5 GHz frequency.

Keywords:

Wireless communications, channel characterization, broadband, 2.5 GHz frequency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Propagação por multipercursos.	20
Figura 2: Parâmetros que caracterizam o canal rádio móvel.....	22
Figura 3: Cenário de canal rádio móvel que favorece o desvanecimento em larga escala.	23
Figura 4: Desvanecimento de larga escala e pequena escala	24
Figura 5: Sinal transmitido sob efeito do multipercurso e seu perfil de potência de retardo...	27
Figura 6: Perfil de potência de retardo real sem o filtro da CFAR.....	27
Figura 7: Perfil de retardo real da posição LAT: -22.9784 LON: -43.233	28
Figura 8: Sistema LTI	28
Figura 9: Visão geral para o cálculo do perfil de retardo de potência	30
Figura 10: Sistema Linear Variante no Tempo.	32
Figura 11: Visão geral da importância do Espalhamento de Retardo.....	35
Figura 12: Técnicas de sondagem de canal rádio móvel.	36
Figura 13: Canal banda larga e banda estreita, em função da mesma resposta impulsiva.....	37
Figura 14: Exemplo de canal seletivo sendo transformado em canal plano.	41
Figura 15: Comparação entre as técnicas de transmissão de portadora única e de multiportadoras na presença de multipercurso.	42
Figura 16: Ortogonalidade no domínio do tempo.	43
Figura 17: Portadoras OFDM ortogonais entre si.....	43
Figura 18: Descrição da geração de um sinal OFDM.....	45
Figura 19: Transmissão OFDM sem prefixo cíclico.	46
Figura 20: Transmissão OFDM com prefixo cíclico.	47
Figura 21: Definição de parâmetros do Sinal OFDM.....	49
Figura 22: Sinal OFDM gerado no Software IQ Producer.....	51
Figura 23: Sinal OFDM recebido bruto	51
Figura 24: Etapa de Planejamento	52
Figura 25: Etapa de Montagem do setup de medição em campo	52
Figura 26: Etapa de medição	53
Figura 27: Local da campanha de medição e do trajeto da rota.	54
Figura 28: Rota que foi realizada para caracterizar o canal.	55
Figura 29: Setup de Transmissão.....	55
Figura 30: : Setup de Recepção com uso do Analisador MS296A.....	56

Figura 31: Setup de Transmissão.....	57
Figura 32: Setup de recepção na prática.	58
Figura 33: Antena omnidirecional RM-WLF-1C-BLK-12.....	59
Figura 34: Resposta do amplificador Milmega AS0204-7.....	61
Figura 35: Amplificador de potência MILMEGAAS024-7B 7W.....	62
Figura 36: Analisador de Espectro MS2692 A.....	63
Figura 37: LNA WENTEQ Microwave Corp- ABL0800-12-3315	64
Figura 38: GPS Garmin.....	65
Figura 39: Perfil de retardo do canal em estudo.....	67
Figura 40: Parâmetros utilizados pela técnica CFAR.	70
Figura 41: Matriz de multipercurso válido.....	70
<i>Figura 42: Rota do sinal recebido Figura (a), Perfil de retardo, Figura (b), Sinal no domínio do tempo, Figura (c) e Sinal no domínio da frequência, Figura (d).</i>	<i>71</i>
Figura 43: Retardo médio vs Distância (a), Espalhamento RMS vs Distância (b).	75
Figura 44: Retardo médio vs potência (a), Retardo RMS vs potência (b).	75
Figura 45: Distribuição Cumulativa dos N° de Componentes de Multipercurso do Campus da PUC-RJ.	77
Figura 46: Distribuição Cumulativa dos Retardos RMS do Campus PUC-RJ.	78
Figura 47: Distribuição Cumulativa das amplitudes dos multipercurso no Campus-PUC-RJ.	79

LISTA DE QUADROS

Quadro 1: Descrição do Desvanecimento em pequena escala.	25
Quadro 2: Informações sobre o cálculo do perfil de retardo de potência.	31
Quadro 3: Técnica de Sondagem Banda Larga.	39
Quadro 4: Parâmetros para a geração de um sinal OFDM.	48
Quadro 5: Parâmetros utilizados para a geração do sinal OFDM de teste.	50
Quadro 6: Dados da antena transmissora	59
Quadro 7: Características do gerador de sinais MG3700 A.	60
Quadro 8: Parâmetros do setup de transmissão.	61
Quadro 9: Características do analisador de espectro MS2692 A	63
Quadro 10: Dados do Amplificador de baixo ruído.	64
Quadro 11: Retardo médio e espalhamento de retardo RMS do canal em estudo.	72
Quadro 12: Retardo médio e Espalhamento de Retardo RMS já depois da filtragem pela CFAR	72
Quadro 13: Parâmetros utilizados nos três estudos.	74
Quadro 14: Comparação de resultados de medições de vários ambientes.	74
Quadro 15: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade das amplitudes das componentes de multipercurso da rota.	79

LISTA DE ABREVIATURAS

ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações

CFAR – Constant False Alarm Rate

DFT – Discrete Fourier Transform

DPS – Digital Signal Processor

EIRP – Effective Isotropic Radiated Power

IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform

IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers

ISI – Intersymbol Interference

LNA – Low Noise Amplifier

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing

PAPR – Peak-to-average Power Ratio

SNR – Signal-to-Noise

V2I – Vehicle-to-Infrastructure

V2V – Vehicle-to-Vehicle

VNA - Vector Network Analyser

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access

WSSUS – Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	OBJETIVOS	17
1.2	Organização do trabalho.....	18
2	O CANAL DE RÁDIO PROPAGAÇÃO MÓVEL.....	19
2.1	Desvanecimento em larga escala	22
2.2	Desvanecimento em Pequena Escala	24
3	CARACTERIZAÇÃO DE CANAL EM BANDA LARGA.....	26
3.1	Perfil de Retardo	26
3.1.1	Cálculo do Perfil de Retardo.....	28
3.1.2	Retardo excedido médio	33
3.1.3	Espalhamento de Retardo Médio (RMS)	34
3.1.4	Banda de Coerência.....	35
4	TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL RÁDIO MÓVEL	36
4.1	Sinal OFDM.....	41
4.1.1	Geração e Recepção do Sinal OFDM	44
5	PLANEJAMENTO DE MEDIÇÃO	52
6	CAMPANHA DE MEDIÇÃO.....	54
6.1	<i>Setup</i> de Transmissão	59
6.1.1	Antena de Transmissão	59
6.1.2	Gerador de Sinais	59
6.1.3	Amplificador de potência	60
6.2	<i>Setup</i> de recepção.....	62
6.2.1	Analisador de espectro	62
6.2.2	Amplificador de baixo ruído.....	63

6.2.3	Sistema de Posicionamento Global (GPS)	65
7	RESULTADOS.....	66
8	CONCLUSÕES	80
	BIBLIOGRAFIA	83
	ANEXO A	89

1 INTRODUÇÃO

Com o surgimento da internet e a facilidade de usufruir de equipamentos como *smartphones* e *tablets*, permitiu que o acesso às redes móveis se tornasse algo tão natural quanto respirar.

Esse conjunto de fatores fez as demandas por serviços de telecomunicações aumentarem de forma exponencial. Hoje em dia, milhares de serviços ao redor do mundo são totalmente dependentes das redes de telecomunicações móveis. Novas formas de negócios surgem a todo momento, tendo as redes móveis, como sua principal base de apoio. Logo, as exigências por maiores taxas de transmissão e por pré-requisitos de alta performance, que atendam aos anseios desses usuários, são desafios que os sistemas de comunicações móveis se deparam. Portanto, atender um volume cada vez mais alto de demandas de serviço que envolva altas taxas de transmissão de dados, com elevado grau de confiabilidade e disponibilidade, requer, bons sistemas de redes principalmente redes sem fio.

Quando se trata em estabelecer comunicação sem fio a complexidade aumenta bastante, visto que, o meio em que se propaga o sinal eletromagnético é não determinístico. O canal de rádio propagação, por estar em constante mudança, é muito hostil ao sinal de radiofrequência, causando-lhe várias distorções, desvanecimentos, sombreamentos, dentre outros males, ao longo do caminho até sua chegada ao ponto de recepção.

Um sistema de comunicação sem fio mal projetado pode sofrer, com interferência intersimbólica (ISI), perda constante do sinal, limitação de cobertura, erros de codificação, diminuição na taxa de transmissão e redução da vida útil de seus equipamentos. Desse modo, para realizar projetos mais eficientes de sistemas de comunicações móveis é de fundamental importância que se conheça as características do canal de rádio propagação. Para tal, faz-se necessário realizar a sondagem do canal, que é o processo pelo qual alguns parâmetros estatísticos, que descrevem o comportamento do sinal ao atravessar esse canal, sejam conhecidos com precisão.

As técnicas de sondagens de canal rádio móvel sempre foram objetos de estudos e aprimoramento [1-4]. E o desenvolvimento tecnológico em várias áreas, como em telecomunicações, eletrônica, informática, e ciência dos materiais, impulsionaram a melhoria

das técnicas já existentes, bem como, o surgimento de ferramentas que tornaram possíveis a implementação de técnicas que estavam só no campo teórico. Um bom exemplo, é a técnica de multiportadoras OFDM (Multiplexação por Divisão em Frequência Ortogonal) que só foi possível seu uso, após o aprimoramento dos Processadores Digitais de Sinais (DSP) [5].

A caracterização do canal de rádio propagação, através das técnicas de sondagens, produziu vários modelos de propagação, empíricos e semi-empíricos, os quais são amplamente utilizados para análise de perda de propagação em ambientes urbanos, suburbanos e rurais.

As informações provenientes da caracterização do canal vêm sendo fundamentais no auxílio ao planejamento dos sistemas de segunda, terceira e quarta geração de comunicações celulares [6]. Atualmente há um intenso estudo utilizando técnicas de sondagem em ondas milimétricas (mmWave) para melhor caracterizar o canal rádio móvel para a implantação da quinta geração de telefonia móvel, mais conhecido como 5 G [7-9]. Aqui no Brasil, a faixa em estudo é a de 3.5 GHz conforme a ANATEL (Agência Nacional de Telecomunicações).

O canal rádio móvel possui características diferentes quando o ambiente onde o sinal é transmitido sofre mudanças. A topografia e a morfologia do terreno, assim como, a frequência da portadora do sinal, são bons exemplos de parâmetros, que se alterados, mudam completamente o ambiente de estudo. Como já foi dito, as características do canal e os parâmetros estatísticos que preveem o comportamento do sinal transmitido, são fundamentais no projeto e planejamento de redes de comunicações móveis. Portanto, caracterizar o canal em diferentes cenários, diferentes faixas de frequência e para diferentes tecnologias é importante para garantir a qualidade do sinal transmitido nos sistemas de comunicações sem fio.

Muitos trabalhos de caracterização de canal focaram esforços em sistemas e faixas de frequência relacionadas as comunicações celulares e sistemas WiMAX [3,10]. Entretanto, pouco foi realizado com foco na caracterização de canal de regiões com predominância de vegetação [11-13], (que servirão de áreas digitais para acesso à internet, tais como parques e praças digitais), quando comparado com o incentivo que se tem dado

rumo à universalização da internet banda larga [14-15]. Nesses casos, uma das tecnologias de comunicação sem fio utilizada é o padrão IEEE 802.11 que trabalha na faixa de 2,4 GHz. Desse modo, os resultados deste trabalho auxiliarão projetistas e engenheiros de telecomunicações a projetar sistemas sem fios mais confiáveis e robustos para regiões marcadas por forte presença de vegetação cujo foco seja se tornarem áreas digitais futuramente.

Além disso, outras necessidades justificariam o desenvolvimento desse trabalho, tais como: as dificuldades naturais do canal de rádio propagação que desvanecem o sinal eletromagnético, a disseminação do acesso à internet para a grande massa através das cidades digitais, observar o comportamento do sinal nas frequências não licenciadas 2,4 GHz e 5 GHz para ambiente com predominância de vegetação, visualizar a possibilidade do uso de frequências milimétricas em sistemas celulares e backhaul [16, 17], e o desenvolvimento da tecnologia V2V e V2I [18].

As praças digitais, já tão populares, necessitam de uma boa implantação para que seu objetivo social seja atingido. Muitos desses locais os quais são escolhidos para sediar esse tipo de projeto, são lugares onde há certa predominância de vegetação. Por tanto, necessitando de criteriosa caracterização do canal de rádio propagação para prever o comportamento do sinal eletromagnético neste tipo de ambiente.

1.1 OBJETIVOS

Objetivo geral

Caracterizar o canal de rádio propagação móvel em banda larga em um ambiente com forte presença de vegetação, na frequência 2.5 GHz, utilizando técnica de sondagem de multiportadoras, para otimização de projetos de redes locais IEEE 802.11.

Objetivo específico

- ✓ Realizar medições de campo para obtenção de dados na faixa de frequência 2,5 GHz;
- ✓ Encontrar os parâmetros de dispersão temporal do canal em banda larga em ambiente com predominância de vegetação através do uso de ferramentas de processamento de dados e simulação;

- ✓ Levantar as estatísticas relacionadas ao retardo médio e espalhamento de retardo RMS dos perfis de retardo obtidos pelas campanhas de medição;
- ✓ Utilizar a técnica de limpeza de perfil de retardo CFAR para encontrar os multipercursos válidos para que os estudos tomando esses dados como base, possam ser realizados com maior eficácia.

1.2 Organização do trabalho

O capítulo 2 trata dos conceitos relacionados ao canal rádio móvel, dos principais mecanismos de propagação que a onda eletromagnética utiliza, do fenômeno de multipercurso e dos desvanecimentos causados pelo multipercurso tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência. No capítulo 3 é desenvolvido o conceito teórico do perfil de retardo, bem como dos parâmetros que podem ser extraídos dele para fazer as análises relativas ao canal rádio móvel. Já no capítulo 4 é abordado de forma geral algumas técnicas de sondagens que são utilizadas para caracterizar o canal, bem como, o sinal OFDM desde sua geração até a sua recepção. O capítulo 5 descreve o planejamento feito para adquirir os dados na prática. O capítulo 6 descreve os *setups* de medições de transmissão e recepção. Nos Apêndices ficam as informações técnicas dos equipamentos utilizados nas medições e os códigos em MATLAB que foram desenvolvidos e utilizados nas análises estatísticas dos resultados.

2 O CANAL DE RÁDIO PROPAGAÇÃO MÓVEL

O canal rádio móvel, ao contrário dos meios de comunicações guiados (guias de onda, cabos etc) é um meio de propagação não guiado e, portanto, extremamente aleatório. Tudo que está em seu entorno faz parte do canal, prédios, veículos, pessoas, animais, vegetação, montanhas, água etc. Servindo de obstáculos que devem ser levados em consideração ao se transmitir um sinal de radiofrequência, em razão de, serem responsáveis por atenuar, espalhar e causar múltiplas reflexões no sinal transmitido [19].

Esta característica não determinística que é intrínseca do canal rádio móvel impõe sobre o sinal propagado, desvanecimentos em pequena e larga escala que impactarão na recepção da informação no lado do receptor. Esses desvanecimentos se tornam mais ou menos severos a depender de uma série de fatores, dentre eles: a frequência de transmissão, e o local onde esse sinal é propagado, se em área de elevada urbanização ou suburbanas ou rurais ou áreas com forte presença de vegetação.

Para a faixa de frequência utilizada neste trabalho, 2,5 GHz, basicamente o sinal de energia propagado fica sujeito, de forma mais acentuada, há três tipos de mecanismos de propagação terrestre: reflexão, difração e dispersão que em cenário real podem ocorrer simultaneamente.

O fenômeno da reflexão acontece quando o sinal eletromagnético transmitido encontra um obstáculo no qual suas dimensões (do obstáculo) são muito maiores do que o comprimento de onda do sinal propagado. Superfície da terra, prédios, paredes de casas, em geral, são os lugares mais comuns da ocorrência do fenômeno da reflexão. A reflexão pode degradar bastante o desempenho do sistema pois dependendo de como o sinal refletido chega na antena receptora, se em fase ou fora de fase, em relação ao sinal direto, pode causar interferências construtivas ou destrutivas respectivamente [2, 20].

Já a difração é a capacidade de a onda eletromagnética transpor obstáculos para iluminar regiões de sombra, onde não tem visada direta entre a antena transmissora e a receptora. Esse fenômeno é tradicionalmente explicado pelo princípio de Huygens que considera os pontos de uma frente de onda como fontes pontuais que produzem outras ondas elementares favorecendo a direção da frente de onda.

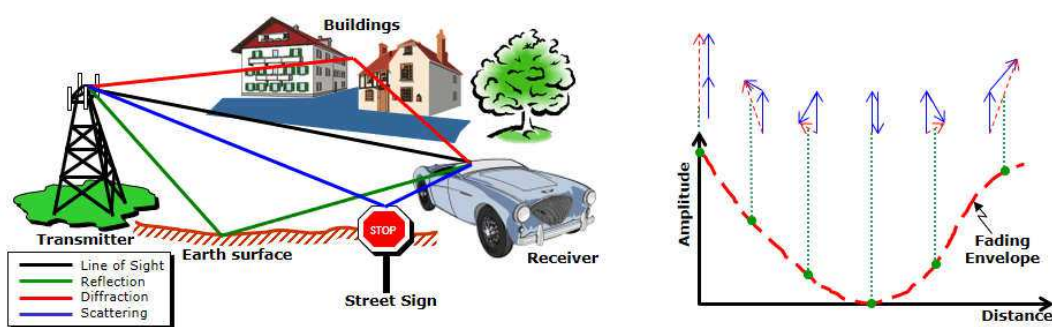
Nas altas frequências, a difração assim como a reflexão, depende da geometria do objeto além da amplitude, fase e polarização da onda incidente no ponto de difração [2, p.96].

O terceiro fenômeno é a dispersão ou espalhamento, que ocorre quando o meio onde se propaga o sinal eletromagnético possui obstáculo com dimensões da ordem ou inferior ao comprimento de onda do sinal transmitido. As ondas dispersas são produzidas por superfícies ásperas, pequenos objetos, ou por outras irregularidades que o canal apresenta.

O canal rádio móvel nem sempre fornece uma visada direta entre o transmissor e o receptor. Muitas das vezes esse canal prover vários e vários obstáculos entre eles. Esses obstáculos denominados de espalhadores é que são responsáveis pelo o surgimento do fenômeno que afeta diretamente o sinal transmitido e recepcionado: o fenômeno de multipercurso.

O fenômeno de multipercurso é causado pelo espalhamento do sinal propagado pelos muitos objetos (espalhadores e refletor) que estão ao longo do caminho entre o transmissor e o receptor. O sinal ao longo do percurso depois de sofrer inúmeros espalhamentos, perde parte de sua energia e altera sua fase. Na Figura 1 uma ilustração do fenômeno de multipercurso.

Figura 1: Propagação por multipercursos.



Fonte: Extraído de [21]

Esses multipercursos têm como características causar dispersão do sinal tanto no tempo como na frequência. Dispersão no tempo, porque várias réplicas do sinal são geradas chegando à antena receptora com diferentes retardos de tempo e amplitudes, tendo como consequência um intervalo de duração do sinal recepcionado maior que o intervalo

do sinal transmitido, provocando a formação de ecos ou reflexões [12, 22]. Já a dispersão na frequência, é devido ao deslocamento dos espalhadores entre o transmissor e o receptor e do receptor em relação ao transmissor, fazendo com que o sinal recepcionado tenha uma largura de banda maior do que a largura de banda do sinal transmitido [12,22].

Para caracterizar a dispersão no tempo e na frequência do sinal propagado, usam-se alguns parâmetros tais como, retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência para a dispersão no tempo e deslocamento Doppler médio, espalhamento Doppler e tempo de coerência para a dispersão na frequência.

É importante salientar que o fenômeno de multipercurso, de forma geral, provoca o desvanecimento em pequena escala, dentro do qual outros desvanecimentos podem ser vistos tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

Na Figura 2, há um resumo de como o canal rádio móvel pode se comportar, juntamente, com os parâmetros que são utilizados para caracterizá-lo. Ainda é possível observar que o espalhamento de retardo e o espalhamento Doppler são utilizados para estabelecer, cada um em seus respectivos domínios, a ocorrência de quatro desvanecimentos. Dois relacionados com o domínio do tempo e dois relacionados com o domínio da frequência.

É importante esclarecer, para melhor entendimento do leitor, o significado de alguns termos que aparecem na Figura 2.

B_{sinal} = Largura de banda do sinal transmitido

$B_{coerência}$ = Banda de coerência do canal

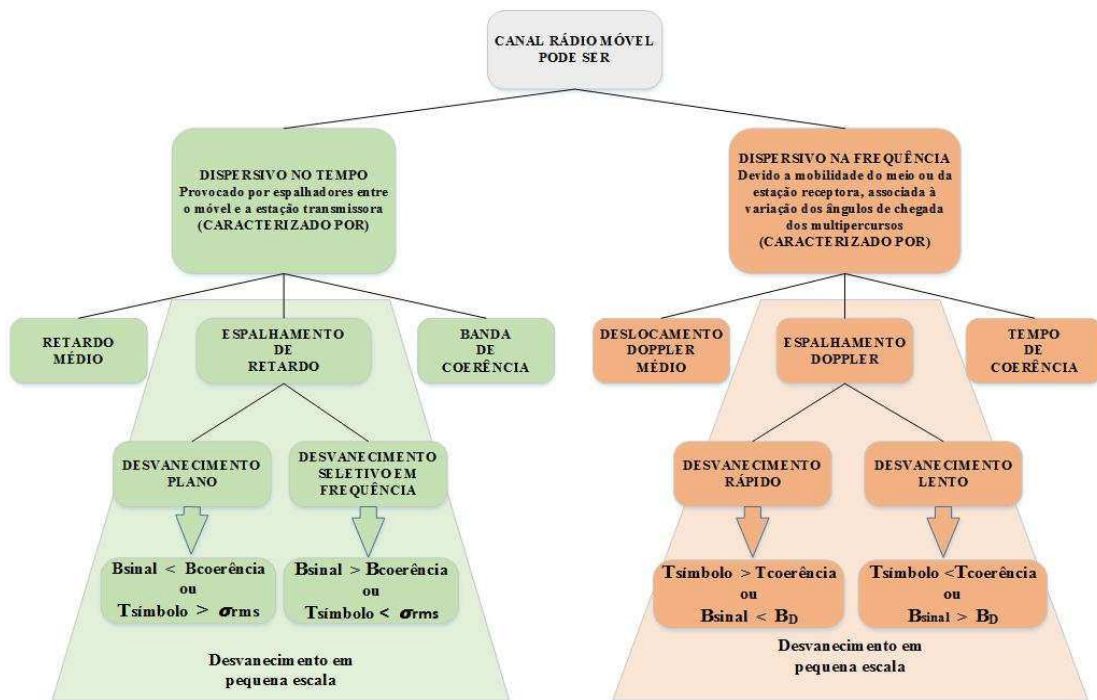
$T_{símbolo}$ = Tempo de símbolo do sinal

σ_{RMS} = Espalhamento de retardo RMS

$T_{coerência}$ = Tempo de coerência

B_D = Largura de banda do espalhamento Doppler

Figura 2: Parâmetros que caracterizam o canal rádio móvel.

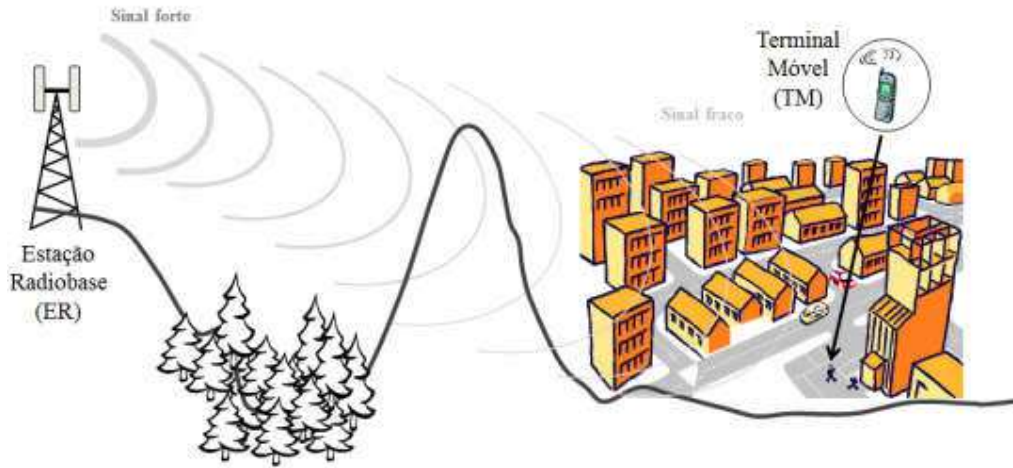


Fonte: Adaptado de [12]

2.1 Desvanecimento em larga escala

É o desvanecimento lento e gradual da potência média do sinal propagado para grandes distâncias de separação entre a estação transmissora e a estação receptora conforme Figura 3. Geralmente essas distâncias estão em torno de centenas ou milhares de metros. Esse desvanecimento é ocasionado pela morfologia do terreno, como árvores, água, morros, colinas, encostas, pântano, etc, e também por construções artificiais, tais como, casas, pontes e prédios. Estes obstáculos fazem o móvel receptor ficar em situação de sombreamento, pois os mesmos, bloqueiam completa ou parcialmente a linha de visada direta entre transmissor e receptor. A duração desse efeito permanece o tempo que o receptor leva para contornar tal região que está servindo de obstáculo [19, 23-24]. O estudo do desvanecimento em larga escala é utilizado tanto para fazer o dimensionamento de células de estação rádio base, como seu posicionamento.

Figura 3: Cenário de canal rádio móvel que favorece o desvanecimento em larga escala.



Fonte: Extraída de [25].

É discutível a existência de um modelo matemático satisfatório para descrever o desvanecimento em larga escala. No entanto, a literatura especializada já consagrou e os resultados experimentais mostraram que a função densidade de probabilidade log-normal, é a função que mais se adequa para descrever estatisticamente a perda de percurso média do sinal.

Matematicamente [26], a potência recebida no receptor tem uma distribuição log-normal cuja função densidade de probabilidade é expressa por

$$f_y(y_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} e^{-\frac{(y_{dB}-\mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}} \quad (2.1)$$

Onde,

$$y_{dB} = 10 \log_{10} y$$

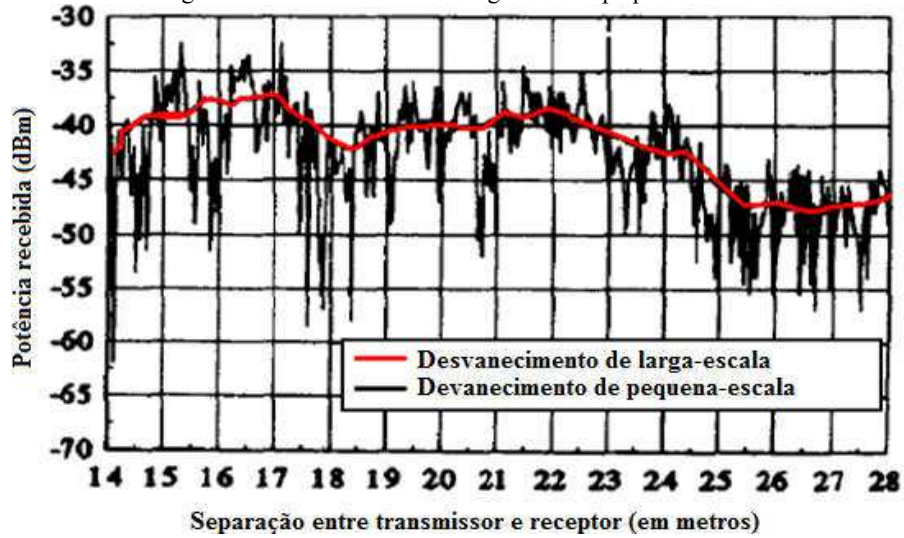
y_{dB} é a variável aleatória representando as variações do nível da potência recebida.

μ_{dB} é a média e y expresso em decibéis

σ_{dB} é o desvio padrão também expresso em decibéis.

Na Figura 4, um exemplo do desvanecimento em larga escala representado pelo gráfico vermelho.

Figura 4: Desvanecimento de larga escala e pequena escala



Fonte: Extraído de [26, p.7]

2.2 Desvanecimento em Pequena Escala

É utilizado para caracterizar as rápidas flutuações que ocorrem nas amplitudes, fases ou atrasos de multipercursos de um sinal transmitido em um curto período de tempo ou distância, de modo que os efeitos da perda no caminho em larga escala possam ser ignorados [2], vide Figura 4 que também contempla o desvanecimento em pequena escala. Este efeito é provocado pela interferência entre duas ou mais réplicas (causado pelo espalhamento do sinal em árvores, pessoas, carros, prédios etc) do sinal transmitido, que chegam ao receptor em instantes de tempo diferentes, que provoca efeitos construtivos e destrutivos na envoltória do sinal recepcionado, conforme já foi mostrado da Figura 1. Logo o receptor precisa se “preocupar” com “alcance dinâmico, equalização, diversidade, esquema de modulação e codificação do canal e de correção de erro” (p.148, [2])

Esses efeitos estão associados ao multipercursos que impõe ao canal três principais características [2, 27]:

- ✓ Dispersão temporal devidos aos atrasos de propagação de multipercursos;
- ✓ Variações rápidas de intensidade sobre pequenas variações de deslocamento ou intervalo de tempo e;
- ✓ Modulação de frequência aleatória, aos respectivos desvios Doppler sobre os diversos multipercursos.

Ainda conforme [2] os principais fatores que contribuem de forma significativa para a ocorrência da atenuação em pequena escala além da propagação de multipercurso, são: a velocidade da estação móvel, a velocidade dos objetos ao redor do receptor e a largura de banda de transmissão do sinal.

O comportamento aleatório do desvanecimento rápido pode ser caracterizado por duas distribuições. Rayleigh quando não existir visada entre o transmissor e receptor, e Rice quando houver a existência de visada entre o transmissor e receptor.

Das referências [2, 22] é possível obter as equações de Rayleigh e Rice respectivamente

A Equação de Rayleigh

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

A Equação de Rice

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

Onde:

$I_0(\cdot)$ é a Função de Bessel modificada de ordem zero

r_s é o parâmetro relativo à amplitude da componente dominante

σ é o desvio padrão das componentes do sinal

No Quadro 1, segue um resumo dos diversos tipos de desvanecimento em pequena escala tirados de Rappaport [2].

Quadro 1: Descrição do Desvanecimento em pequena escala.

DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA			
COM BASE NO ESPALHAMENTO DE RETARDO DE TEMPO DEVIDO AOS MÚLTIPERCURSOS		COM BASE NO ESPALHAMENTO DOPPLER	
Desvanecimento plano	Desvanecimento seletivo em frequência	Desvanecimento rápido	Desvanecimento lento
- Provoca flutuações rápidas no sinal; - Não causa distorções no sinal; - Pode causar degradação da relação sinal ruído (SNR) se a frequência da portadora coincidir com um desvanecimento profundo.	- Gera interferência intersimbólica (ISI); - Por impactar de forma diferente as componentes espectrais do sinal, pode fazer com que a relação sinal ruído (SNR) seja em média mais elevada quando comparado com o desvanecimento plano.	- Variações de canal mais rápidas que as variações de sinal da banda base; - Provoca dispersão na frequência, ou atenuação seletiva no tempo; - Causa distorção do sinal	- Variações de canal mais lentas que as variações de sinal da banda base; - Não sofre com os efeitos do espalhamento Doppler; - No entanto, um desvanecimento profundo pode persistir o tempo que durar a transmissão do sinal.

Fonte: Adaptada de [2].

3 CARACTERIZAÇÃO DE CANAL EM BANDA LARGA

Como já foi dito anteriormente, o canal rádio móvel fica sujeito a dispersão no tempo e na frequência devido ao fenômeno do multipercurso. A dispersão no tempo provoca no sinal recepcionado ecos e reflexões, enquanto, a dispersão na frequência causa modulação aleatória de frequência devido ao efeito do deslocamento Doppler que atua em cada componente de multipercurso que chega ao receptor [2]. Logo, a caracterização em banda larga ganha importância por ser mais eficiente em captar os efeitos do multipercurso do canal de rádio propagação em análise, uma vez que, há uma estreita relação entre a largura de banda do sinal transmitido e os impactos associados aos multipercursos. Esses efeitos são estudados mediante as análises dos parâmetros que descrevem a dispersão do canal no domínio do tempo e da frequência. E as várias informações do comportamento do canal advindas desses estudos se tornam vitais para um melhor planejamento dos sistemas rádio móvel [12, 24]. Essas informações causarão impacto direto:

- ✓ Na máxima taxa de transmissão de dados permitida,
- ✓ Na localização ótima para a instalação de antenas,
- ✓ Na separação mínima de frequências ou de tempo para efeito de diversidade em frequência ou no tempo, respectivamente,
- ✓ No limiar de ruído dos sistemas digitais,
- ✓ E nas escolhas mais eficientes de técnicas de modulação, codificação etc.

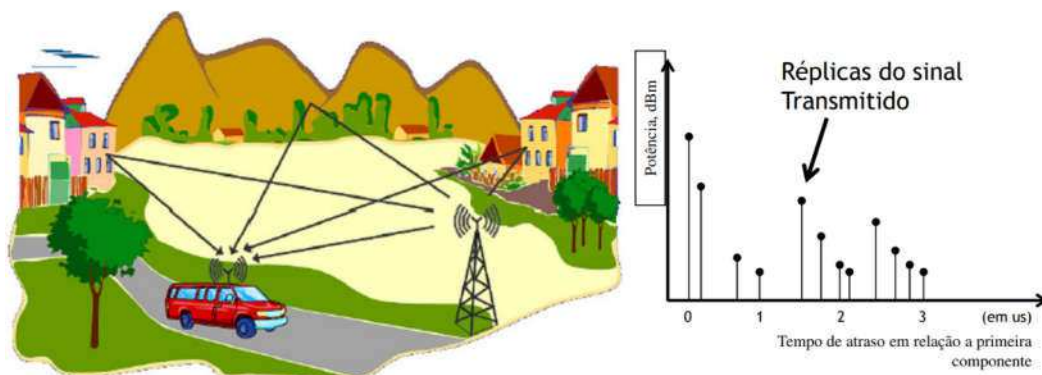
Um importante parâmetro que pode ser extraído da análise em banda larga é o perfil de retardos de potência (P_T) o qual será descrito matematicamente na subseção 3.1.1. Neste trabalho, esse parâmetro foi obtido por medidas de campo, utilizando um sinal de teste banda larga OFDM de 20 MHz em ambiente *outdoor* com predominância de vegetação.

3.1 Perfil de Retardo

A dispersão temporal do canal como já mencionado, é uma das características do multipercurso. E o estudo dessa dispersão pode ser feita através do perfil de potência de retardos (P_T). “Que corresponde a representação da potência do sinal recebido como função do retardo temporal em relação a um tempo fixo de referência” [19, p.47]. O perfil de retardo de potência fornece os seguintes parâmetros de dispersão temporal: Retardo Excedido Médio, Espalhamento de Retardo RMS, Espalhamento Temporal Excedido e a

banda de coerência que é calculada por intermédio do espalhamento do retardo RMS [24]. A Figura 5, mostra o fenômeno de multipercurso que o sinal propagado sofre, juntamente, com o perfil de retardo das réplicas do sinal transmitido chegando ao receptor.

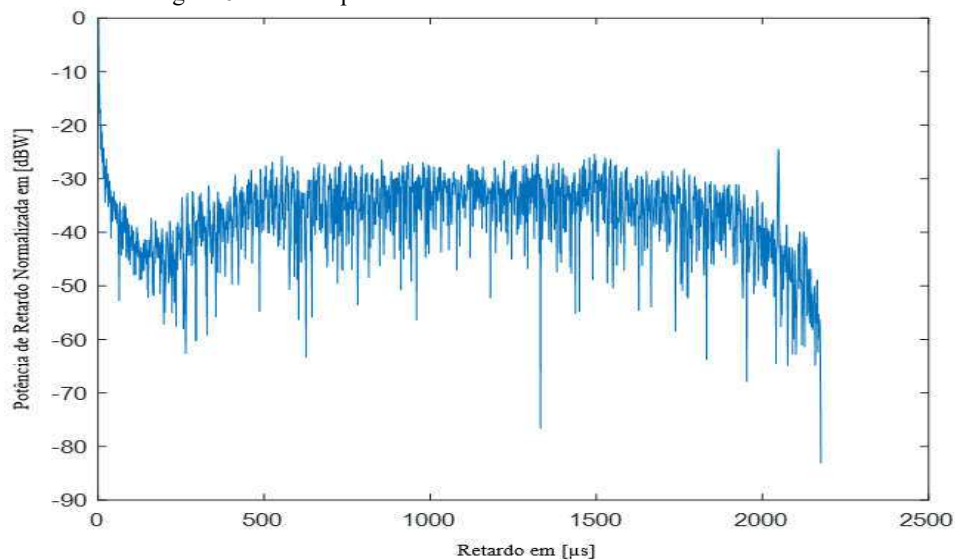
Figura 5: Sinal transmitido sob efeito do multipercurso e seu perfil de potência de retardo



Fonte: Adaptado de [24]

A Figura 6 representa um perfil de retardo de potência real sem ainda ter passado pelo processo de limpeza da técnica CFAR.

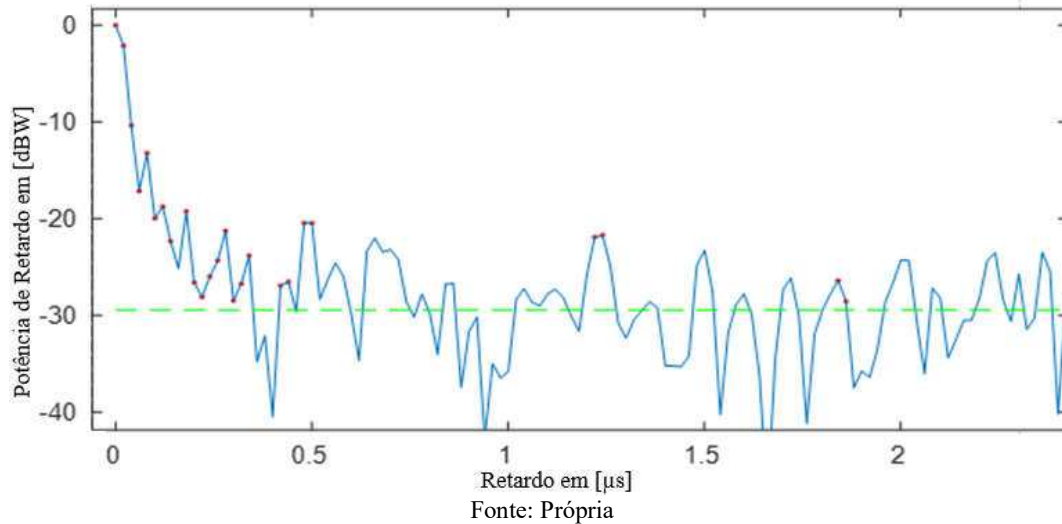
Figura 6: Perfil de potência de retardo real sem o filtro da CFAR.



Fonte: Própria

Na Figura 7 uma representação de um perfil de retardo de potência real da região em estudo, já com os multipercurso válidos (pontos vermelhos) identificados pela técnica CFAR.

Figura 7: Perfil de retardo real da posição LAT: -22.9784 LON: -43.233

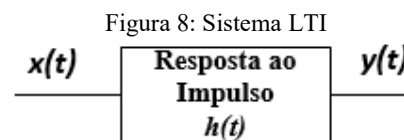


3.1.1 Cálculo do Perfil de Retardo

Analisando as referências [12, 24, 28] é possível inferir que a análise matemática que conduz ao cálculo do perfil de retardo de potência de um canal rádio móvel em banda larga segue quatro etapas.

Na primeira etapa, o canal é considerado determinístico e invariante no tempo, na segunda ele continua determinístico, mas variante no tempo, na terceira, o tratamento dispensado continua considerando o canal variante no tempo, mas de forma aleatória (Estacionário no Sentido Amplo) e por fim, na quarta etapa, o canal é considerado Estacionário no Sentido Amplo com Espalhamento Descorrelacionado (WSSUS), que já é uma tratativa mais realista.

A primeira abordagem, apesar de não levar em conta a variação temporal do canal, ela é importante pois introduz a ideia de tratar o canal como um sistema linear. Permitindo que os conceitos utilizados em sistemas lineares possam ser empregados na construção de uma ideia lógica com a finalidade de obter o cálculo do perfil de retardo de potência do canal em estudo. Logo, dada uma entrada $x(t)$, sua saída $y(t)$ é obtida pela resposta ao impulso no domínio do tempo $h(t)$. Vide Figura 8.



Fonte: extraída de [24]

Na segunda etapa o canal permanece determinístico, mas agora leva em consideração a variação no tempo, ocasionada pelo movimento da estação receptora ou de alteração no meio devido ao movimento das folhagens das árvores ou dos obstáculos espalhadores e refletores. Isso significa que sua resposta impulsiva $h(t, \tau)$ será também em função do instante que o impulso unitário for aplicado à entrada do sistema, ou seja, a resposta $h(t, \tau)$ variará conforme o valor de τ . Em termos de caracterização, o canal rádio móvel será modelado por uma função $h(t, \tau)$ que é duas vezes dependente do tempo. “Com t representando a resposta do sistema devido a um impulso unitário aplicado no tempo $t - \tau$ ” [22, p.70]. Esta característica permite que a função $h(t, \tau)$ consiga detectar a ocorrência de seletividade do canal tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

Aplicando a transformada de Fourier na função $h(t, \tau)$ em relação à τ é possível obter $H(t, f)$. Esta nova função fornece a resposta em frequência de um sistema variante no tempo. Ou seja, com a informação obtida de $H(t, f)$ é possível realizar estudos da dispersão temporal do canal.

Ainda nessa etapa é possível obter mais duas funções, $D(f, \nu)$ e a $S(\tau, \nu)$, função de sistema no domínio da frequência e função de espalhamento atraso-Doppler respectivamente.

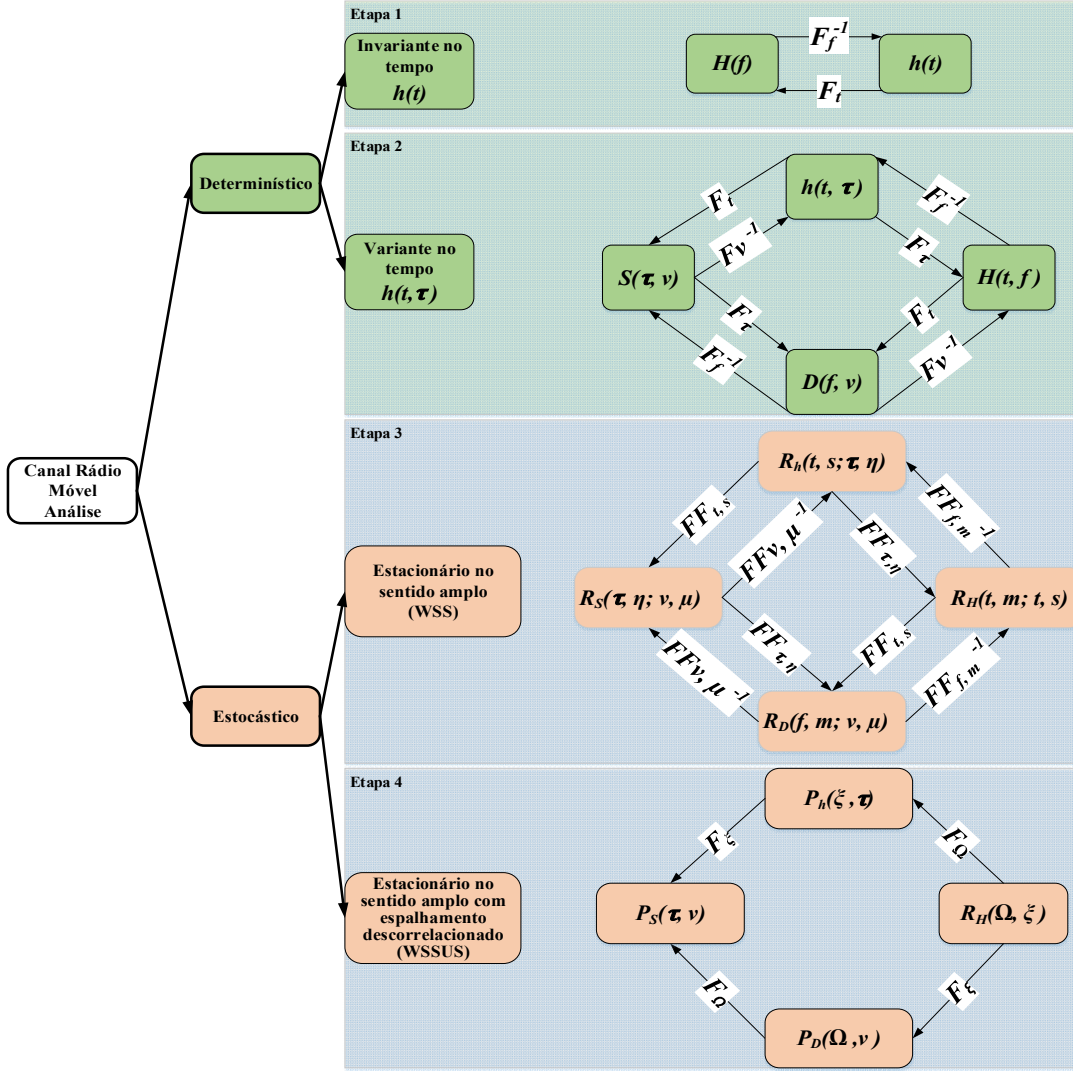
A terceira etapa considera o canal variante no tempo com aleatoriedade, esta aleatoriedade pode ser causada pela mobilidade dos espalhadores, da estação transmissora e receptora. Portanto a abordagem mais adequada para caracterizar o canal é tratá-lo como um processo estocástico, nesse sentido, a caracterização completa [12, 24, 28] do processo estocástico necessitaria do conhecimento de todas as funções densidade de probabilidade conjunta das funções de sistemas desenvolvidas na etapa 2 como mostrado na Figura 09. No entanto, a utilização de funções densidade de probabilidade torna o estudo mais difícil visto que seria necessário um número maior de medições para obtenção dessas funções densidade de probabilidade [12, 24, 29]. Uma alternativa proposta por Belo [28] é aplicar o conceito de autocorrelação nas funções de sistemas desenvolvidas na etapa 2.

A vantagem de se usar o conceito de autocorrelação é porque esse parâmetro consegue caracterizar de forma satisfatória o processo estocástico sem que o experimento, no caso, a caracterização de canal perca qualidade. Uma outra vantagem é o fato, como já

citado, é a necessidade de um menor número de medições quando comparado ao uso das funções densidades de probabilidade.

Na Figura 9, uma visão geral, partindo do estudo dos trabalhos de Bello [28], Matos [12] e Gonsioroski [24], de como se pode chegar ao resultado do perfil de retardo de potência $P_h(\xi; \tau)$. Salienta-se que a simbologia atribuída aos parâmetros tempo, retardo, frequência, deslocamento Doppler, etc. Foram tomados emprestados de [24].

Figura 9: Visão geral para o cálculo do perfil de retardo de potência



Fonte: adaptado de [12, 24, 28]

A Figura 9 pode ser melhor entendida com o auxílio do Quadro 2.

Quadro 2: Informações sobre o cálculo do perfil de retardo de potência.

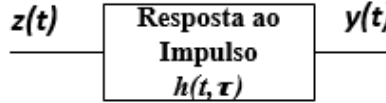
Canal Rádio Móvel	Variáveis	Funções	Nomes das funções	Transformada de Fourier
Invariante no tempo (etapa 1)	t : instante de tempo no qual a resposta do sistema é medida	$h(t)$	Resposta ao impulso invariante no tempo	
Variante no tempo (etapa 2)	t : instante de tempo no qual a resposta do sistema é medida τ : instante em que o impulso unitário foi aplicado ao sistema	$h(t, \tau)$	Resposta impulsiva variante no tempo, também chamada de função de espalhamento de retardo	F_t : significa transformada de Fourier em relação t F_f^{-1} : significa transformada inversa de Fourier em relação a f E assim por diante
		$H(t, f)$	Função de transferência variante no tempo	
	f : frequência ν : deslocamento Doppler	$D(f, \nu)$	Função de sistema no domínio da frequência	
	τ : retardo no tempo ν : deslocamento Doppler	$S(\tau, \nu)$	Função de espalhamento atraso-Doppler	
Estacionário no sentido amplo (WSS) (etapa 3)	t, s : instantes de tempo τ, η : retardo de tempo associados a (t, s)	$R_h(t, s; \tau, \eta)$	As funções de sistemas da etapa 2 , aqui são tratadas como funções de autocorrelação	$FF_{t,s}$: significa transformada dupla de Fourier em relação a t e s ; $FF_{f,m}^{-1}$: significa transformada dupla inversa de Fourier em relação a f e m E assim por diante
	f, m : frequências associadas a (τ, η)	$R_H(f, m; t, s)$		
	ν, μ : deslocamentos Doppler associados a (t, s)	$R_D(f, m; \nu, \mu)$		
		$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu)$		
Estacionário no sentido amplo com espalhamento descorrelacionado (WSSUS) (etapa 4)	$t - s = \xi$	$P_h(\xi; \tau)$	As funções de autocorrelação desenhadas na etapa 3 se tornam funções de densidade espectral de potência	F_Ω : significa transformada de Fourier em relação Ω F_ξ : significa transformada de Fourier em relação ξ
	$f - m = \Omega$	$P_H(\Omega; \xi)$		
		$P_D(\Omega; \nu)$		
		$P_S(\tau; \nu)$		

Fonte: adaptada de [24]

A Figura 9, mostra várias funções importantes e a relação entre elas, sendo as mais interessantes aquelas que foram geradas após o canal ser considerado estacionário no sentido amplo com espalhamento descorrelacionado (WSSUS). Uma dessas funções, devidamente manipulada, fornece o perfil de retardo de potência que é o objetivo desse subtópico 3.3.1. Essa função é a densidade espectral $P_h(\xi; \tau)$.

Encontrá-la na prática, basta considerar o canal como variante no tempo

Figura 10: Sistema Linear Variante no Tempo.



Fonte: [24]

Onde

$$x(t) = \text{Re}[z(t)e^{-j2\pi f_0 t}] \quad (3.1)$$

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)h(t, \tau) d\tau \quad (3.2)$$

e $z(t)$ é a envoltória complexa do sinal $x(t)$.

De acordo [24]

- ✓ Aplica-se o conceito de autocorrelação na envoltória complexa de $y(t)$;

A definição de autocorrelação de um processo aleatório complexo de determinada função $y(t)$ é dado pelo valor esperado da função pelo seu conjugado complexo

$$R_y(t, s) = E[y(t)y^*(s)] \quad (3.3)$$

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

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

Sabendo que $E[h(t, \tau)h^*(s, \eta)] = R_h(t, s; \tau, \eta)$, tem-se

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)z^*(s - \eta)R_h(t, s; \tau, \eta) d\tau d\eta \quad (3.4)$$

- ✓ Depois considere o canal WSSUS

Então

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) \quad (3.5)$$

Logo,

$$R_y(t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)z^*(t - \xi - \eta) \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) d\tau d\eta \quad (3.6)$$

- ✓ Faz-se $\xi = 0$, ou seja, significa mesmo instante de observação, isso permite escrever

$$P_h(\xi; \tau) = P_h(0; \tau) = P_h(\tau) \quad (3.7)$$

e $R_y(t, s)$ assume a forma

$$R_y(t, t - 0) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau) z^*(t - 0 - \eta) \delta(\eta - \tau) P_h(0; \tau) d\tau d\eta$$

$$R_y(t, t) = \int_{-\infty}^{\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

Para $t = \tau$, ou seja, entrada do sistema for um impulso, $R_y(t, t)$ pode ser escrito como

$$R_y(\tau, \tau) = P_h(\tau) \quad (3.9)$$

A Equação 3.9 mostra que a função de autocorrelação do sinal de saída de canais WSSUS pode ser dada estatisticamente pela distribuição temporal da potência recebida no receptor devido aos multipercursos, quando a entrada do sistema é impulsiva com relação a $P_h(\tau)$. Sendo que uma entrada $y(t)$ é considerada impulsiva quando sua duração é muito menor que o espalhamento de retardos provenientes dos multipercursos do canal [12, 24].

3.1.2 Retardo excedido médio

É o tempo médio que as réplicas geradas do multipercurso de um sinal transmitido em um instante de tempo (t) chegam ao receptor depois que a primeira componente atingiu o receptor. É considerado o primeiro momento do perfil de retardo e é definido conforme [2].

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.10)$$

Onde $P(\tau_k)$ é a potência relativa das componentes do multipercurso e τ_k é o tempo após a chegada da primeira componente no receptor.

O retardo excedido médio tem importância dentre outros motivos, por ele ser essencial no cálculo do espalhamento de retardo médio.

3.1.3 Espalhamento de Retardo Médio (RMS)

Mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio. O espalhamento de retardo médio é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardo e é definido conforme [2].

$$\sigma_t = \tau_{RMS} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (3.11)$$

Ou conforme [24]

$$\sigma_t = \tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (3.12)$$

Onde $P(\tau_k)$ é a potência relativa das componentes do multipercurso e τ_k é o tempo após a chegada da primeira componente no receptor.

O espalhamento de retardo é um dos parâmetros que descreve a dispersividade do canal rádio móvel no tempo para um determinado local. É utilizado para identificar se o sinal transmitido sofre desvanecimento plano ou desvanecimento seletivo em frequência e consequentemente se haverá ou não interferência intersimbólica (ISI).

Em altas transmissões de dados utilizando a técnica de múltiplo acesso OFDM, o tempo do espalhamento de retardo é utilizado para estimar o intervalo de guarda entre os símbolos OFDM [3, 27].

O espalhamento de retardo ainda estabelece uma importante relação com a banda de coerência. Eles são inversamente proporcionais conforme será visto na próxima subseção. Em suma, a Figura 11, dá uma visão geral da quantidade de parâmetros que de alguma forma é influenciado pelo espalhamento de retardo RMS. Demonstrando, portanto, a importância do espalhamento de retardo RMS no que se refere à natureza dispersiva do canal e, por conseguinte, para a otimização de sistemas *wireless* banda larga.

Figura 11: Visão geral da importância do Espalhamento de Retardo.



Fonte: Própria

3.1.4 Banda de Coerência

A banda de coerência é calculada em função do espalhamento de retardo médio, que é um parâmetro que descreve a dispersão temporal. Ela é uma medida estatística aproximada da largura de banda na qual o canal rádio móvel pode ser considerado constante [2].

Medidas empíricas são usadas para estimar a banda de coerência conforme descrito por [27], neste sentido, adotam-se duas medidas todas vinculadas a função de correlação entre as frequências em estudo. Se o nível de correlação considerado for acima de 90%, a banda de coerência é aproximadamente

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (3.13)$$

Onde σ_t é o espalhamento de retardo.

Mas se o nível de correlação adotado for acima de 50% a banda de coerência pode ser definida como

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (3.14)$$

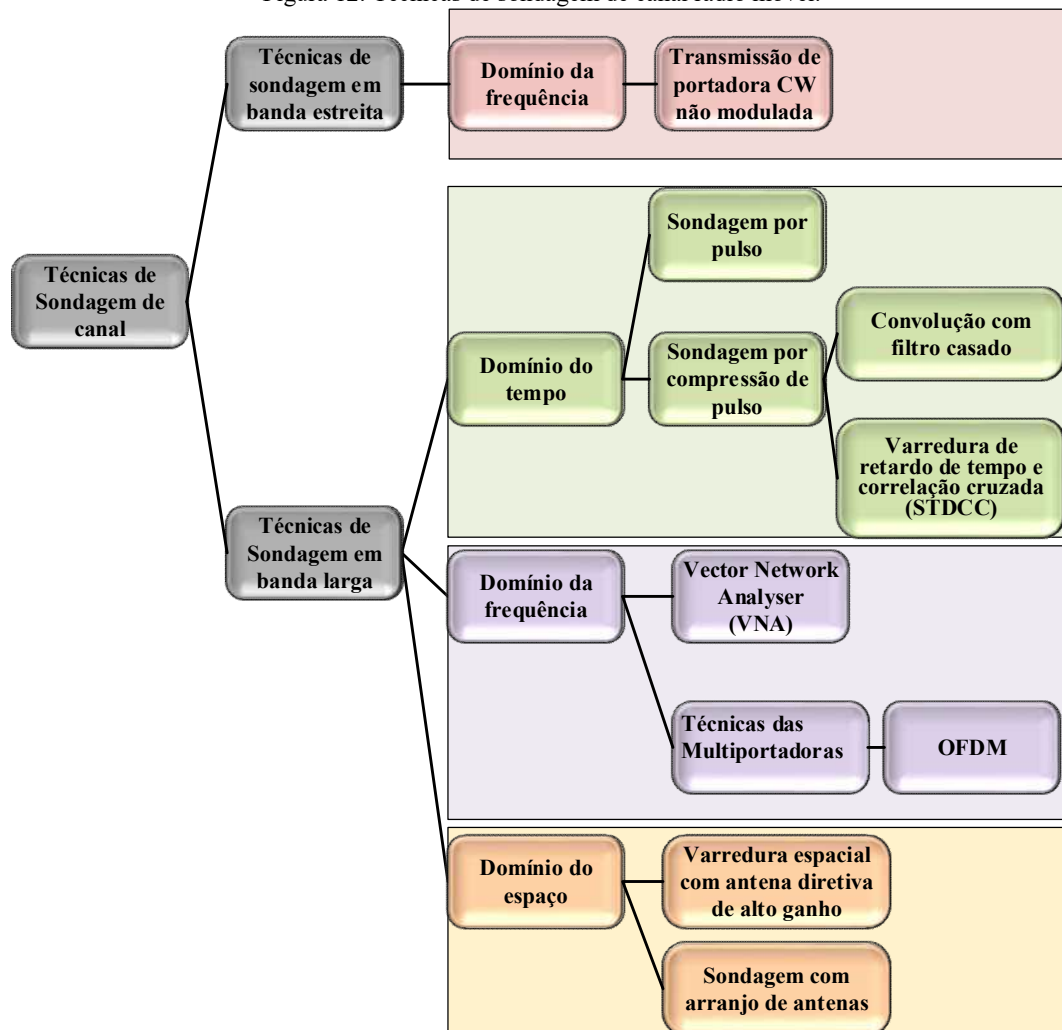
A banda de coerência do canal é utilizada para identificar se o canal é banda larga ou banda estreita. Se a largura de banda de coerência for menor do que a largura de banda do sinal transmitido, o canal é dito seletivo em frequência, ou seja, pode-se dizer, por exemplo, que o sinal recebido pode sofrer distorções, acarretando interferência intersimbólica. Por outro lado, se a banda de coerência do canal for maior do que a largura de

banda do sinal transmitido, o canal é dito uniforme ou plano em frequência. Isso quer dizer que o sinal transmitido “não sofre interferência” do canal, preservando, portanto, suas características espectrais até ao ponto de recepção [2, 22].

4 TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL RÁDIO MÓVEL

É um conjunto de medidas experimentais que são utilizadas para caracterizar o canal de rádio propagação. Dado que um sinal de energia foi transmitido, caracterizar o canal é obter sua resposta ao impulso a partir do sinal que chega no receptor [30]. Na Figura 12 está condensada as principais técnicas padrões de sondagem de canal rádio móvel.

Figura 12: Técnicas de sondagem de canal rádio móvel.

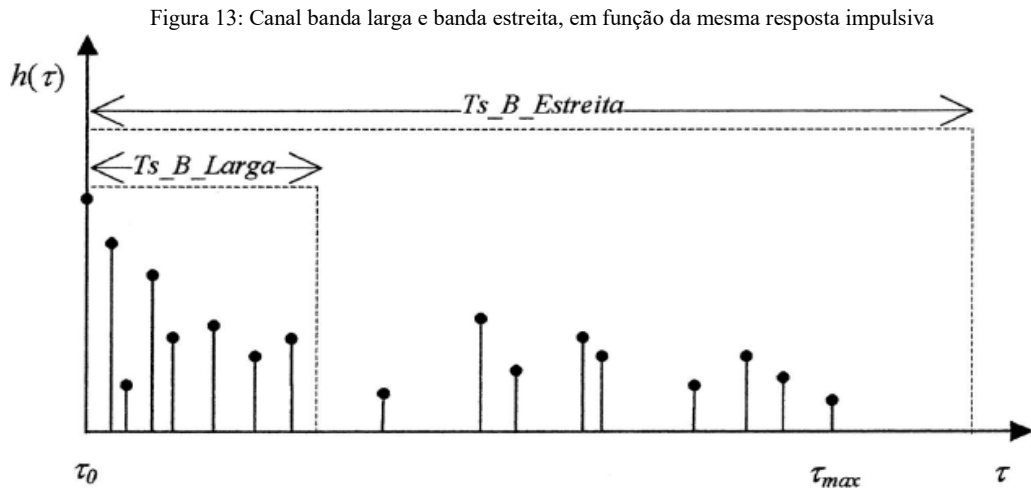


Fonte: Própria

Nas duas subseções seguintes, uma descrição sucinta da sondagem em banda estreita e em banda larga. E no Quadro 3, um resumo de algumas técnicas de sondagens em banda larga.

- **Sondagem em banda estreita**

Para introduzir o conceito de banda estreita e banda larga, utilizaremos a Figura 13, retirada de [31], a qual representa a resposta impulsiva de um canal de multipercurso.



Existem duas formas de se determinar se um canal ou uma transmissão é banda estreita ou banda larga [1, 31]. A primeira, relaciona o tempo de símbolo T_s transmitido com o maior atraso máximo da resposta impulsiva τ_{max} , já a segunda forma, é necessário conhecer a largura de banda do sinal juntamente com a dispersão temporal do canal.

Pela Figura 13, o mesmo canal pode se comportar como sendo de banda estreita ou de banda larga. Para ser considerado banda estreita T_s tem que ser maior que o atraso máximo da resposta impulsiva τ_{max} , ou seja, $T_s > \tau_{max}$. Mas se a classificação é dada utilizando a largura de banda do sinal, o canal será considerado banda estreita se “o inverso da largura de banda do sinal é muito maior que os atrasos do caminho de propagação” [1, p.437, tradução nossa]. Ou seja, $Bw < \frac{1}{\tau_{max}}$.

O objetivo da sondagem em banda estreita é conhecer a perda de atenuação em larga e pequena escala, os efeitos de perda de percurso e perda de propagação do sinal

numa dada região estudada. Geralmente sua configuração para as medições é mais fácil de montar do que para as medições em banda larga.

Na prática a sondagem em banda estreita se dá quando o canal de rádio propagação é excitado com a transmissão de uma portadora de rádio frequência sem modulação, uma (CW) gerado por um gerador de sinais [1].

- **Sondagem em banda Larga**

Ainda utilizando a Figura 13 como referência, o canal ou uma transmissão será considerada banda larga quando T_s é menor que τ_{max} , ou seja, $T_s < \tau_{max}$. Quando se utiliza a largura de banda, o canal será considerado banda larga quando $Bw > \frac{1}{\tau_{max}}$. A sondagem em banda larga pode ser feita utilizando técnicas tanto do domínio do tempo como do domínio da frequência.

Estudar o canal de rádio propagação através de um sinal banda larga é interessante porque além de ser possível a obtenção da modelagem de perda de percurso através das medições feitas em campo, também se consegue extrair os parâmetros de dispersão temporal do canal, tais como o retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência que são utilizados para caracterizar o canal, tanto em banda estreita como em banda larga [24]. Historicamente nas comunicações móveis, quatro abordagens são empregadas no estudo do comportamento do canal rádio propagação de banda larga: sistema de pulso de RF, Analisador de Rede Vetorial (VNA), Correlator Deslizantes e Técnicas de Multiporadoras, OFDM [16]. O Quadro 3, adaptado da referência [24], mostra um resumo dessas técnicas.

Quadro 3: Técnica de Sondagem Banda Larga.

Técnica Sondagem banda larga		Descrição da técnica	Vantagem	Desvantagem	Ref.
Domínio do tempo	Pulsos periódicos	-O canal é excitado com um pulso suficientemente estreito, no tempo, e observa-se o sinal recebido, que será a convolução do referido pulso com a resposta ao impulso do canal; -O comportamento variante do canal, só pode ser observado se o pulso for repetido periodicamente.	Simplicidade de implementação.	-É mais susceptível a interferência e ao ruído; -Dificuldades em implementar largura dos pulsos extremamente estreito a ponto de permitir a resolução de multipercursos próximos; -Dificuldades em ter taxa de repetição de pulsos suficiente para detectar variações rápidas do canal.	[24]
	Compressão de Pulsos (Transmissão de uma sequência PN). Pode ser dividida em:	Essa técnica se propõe a sondar o canal utilizando ruído, para isso, faz-se uso da propriedade da função de autocorrelação do ruído branco. Duas técnicas fazem uso de sequência PN (pseudonoise) como sinal de teste.	A técnica não exige a necessidade de recuperação da sequência original de recepção, devido ao filtro casado	Exige alta complexidade do sistema, pois a técnica gera uma grande demanda por armazenamento.	[4. p.49], [24]
	Convolução por filtro casado	Essa técnica pode ser implementada por software	A sequência PN é utilizada apenas na transmissão	Não comprime o sinal recebido.	
	Convolução por varredura de tempo de retardo e Correlação Cruzada (STDCC)	“É um método analógico utilizado para a estimação de canais rádio móveis”.	Fornece a vantagem da compressão do sinal recebido	Necessita da geração da sequência PN tanto no transmissor como no receptor.	
	Correlator deslizante	O sinal transmitido através do canal segue o mesmo princípio da sondagem com banco de correladores, a diferença está entre as técnicas, ou seja, está na forma de processar o sinal recebido para a obtenção da resposta ao impulso do canal.	Exige menos hardware para medidas de canal em banda larga quando comparadas àquelas impostas à sondagem por sinal espalhado.	A sondagem não é em tempo real.	[32]
Domínio da frequência	VNA (Vector Network Analyser)	Consiste em colocar o canal de propagação como DUT (dispositivo sob teste) de um analisador de rede.	-Oferece alta resolução; -O sistema de medição tem certa flexibilidade, uma vez que, parâmetros de sondagem do canal podem ser reconfigurados apenas ajustando os parâmetros de operação do VNA.	-Limitação de distância (TX e RX no mesmo equipamento); -Tempo de varredura do espectro de frequência não acompanha alterações feitas no canal dentro do intervalo de tempo, o que exige que o canal seja invariante durante todo o tempo de medição.	[24],[27], [32]
	Multiportadoras (Transmissão de multiportadoras)	Faz uso da transmissão de portadoras simultâneas no canal, de forma a capturar os efeitos do canal simultaneamente em várias frequências. A técnica faz uso do OFDM, que usa o princípio da ortogonalidade entre suas portadoras.	A faixa dinâmica da técnica OFDM, melhora o desempenho dela mesma.	Maior facilidade a não linearidade devido ao efeito do PAPR (Peak-to-average Power Ratio), quando comparado ao método Filtro Casado.	[3], [24],[32]

(Continuação)

Técnica Sondagem banda larga		Descrição da técnica	Vantagem	Desvantagem	Ref.
Domínio do espaço	Varredura espacial com antena diretiva de alto ganho	Tem como objetivo varrer o domínio angular com uma antena altamente diretiva, capturando uma pequena porção do espaço por vez pela antena.	A técnica pode ser utilizada com simplicidade, não exige complexidade para implementá-la.	Possui baixa resolução nas medidas, isso se deve à largura de feixe do diagrama de irradiação da antena utilizada. Ou seja, a resolução tende a melhorar à medida que a antena se torna mais diretiva.	[33],[34]
	Sondagem com arranjo de antenas	Essa técnica consiste em captar amostras (snapshots) da resposta ao impulso do canal vetorial gerado pelos inúmeros sinais que incidem sobre o arranjo de antenas e a partir dessas amostras estimar o espectro espacial.		-Nesse tipo de sondagem, é exigido que cada elemento do arranjo tenha seu próprio receptor, que na prática aumenta muito os custos de implementação;	[33], [34]

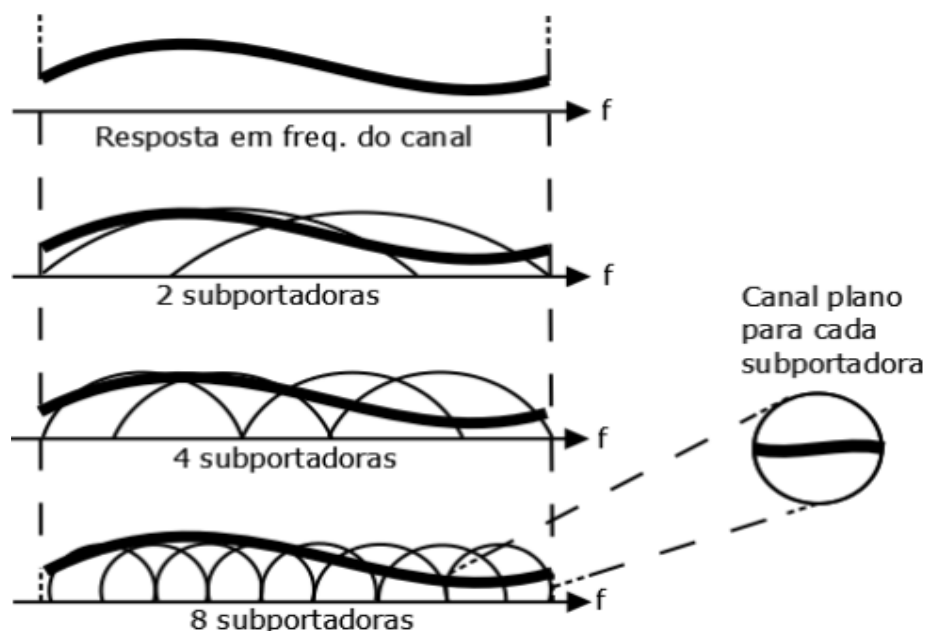
Fonte: Adaptada de [24]

4.1 Sinal OFDM

A técnica OFDM (*Orthogonal Frequency-Division Multiplexing*) parte de um conceito de transmissão multiportadora. Essa técnica de multiplexação já está em uso desde a década de 50, quando foi utilizada pela primeira vez para fins militares [35]. A técnica consiste em dividir uma única banda de transmissão (canal) em vários pedaços (subcanais) e usar cada um desses subcanais para transmitir independentemente.

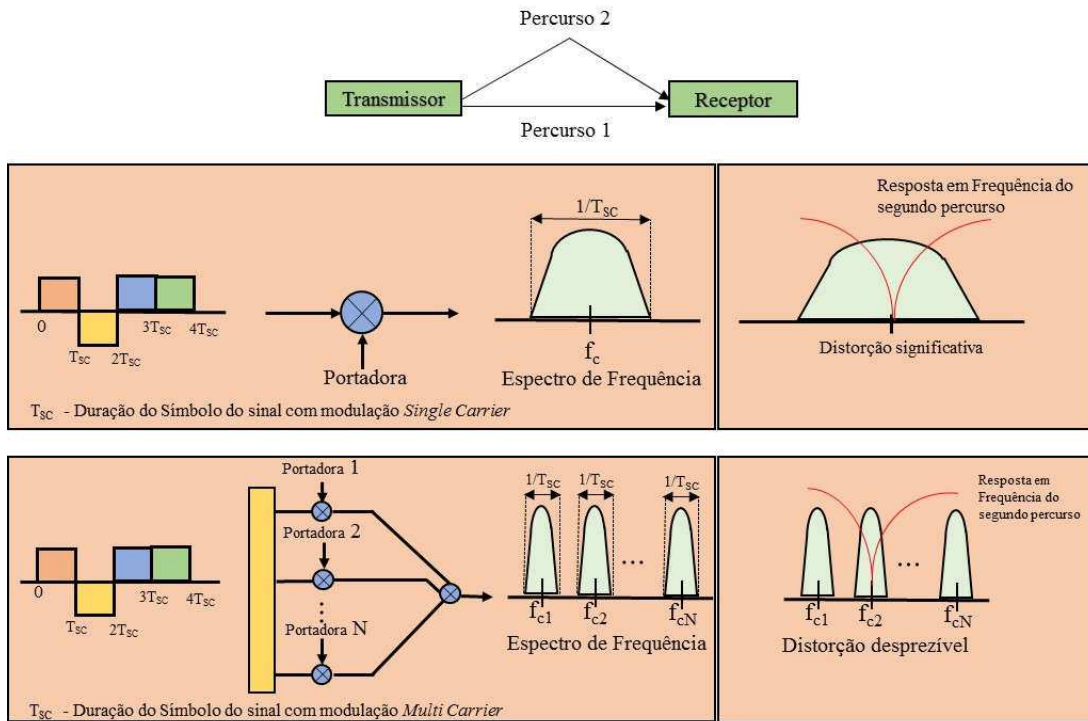
Ao se fazer essa divisão, a transmissão que era realizada serialmente (modulação de portadora única) passa a ser feita de forma paralela. Cada subcanal transmite seu símbolo em uma taxa de transmissão menor do que seria se a transmissão fosse de forma serial, no entanto, com uma duração de tempo de cada símbolo muito maior. Propiciando, uma resposta mais plana de cada subcanal conforme a Figura 14, ou seja, eles ficam menos suscetíveis aos efeitos do fenômeno do multipercurso. Vantagem que favorece a recepção e recuperação do sinal transmitido. Na Figura 14, é possível observar a eficiência dessa técnica em relação aos sistemas de transmissão de uma única portadora.

Figura 14: Exemplo de canal seletivo sendo transformado em canal plano.



Fonte: Extraído de [36, p.36]

Figura 15: Comparação entre as técnicas de transmissão de portadora única e de multiportadoras na presença de multipercursos.



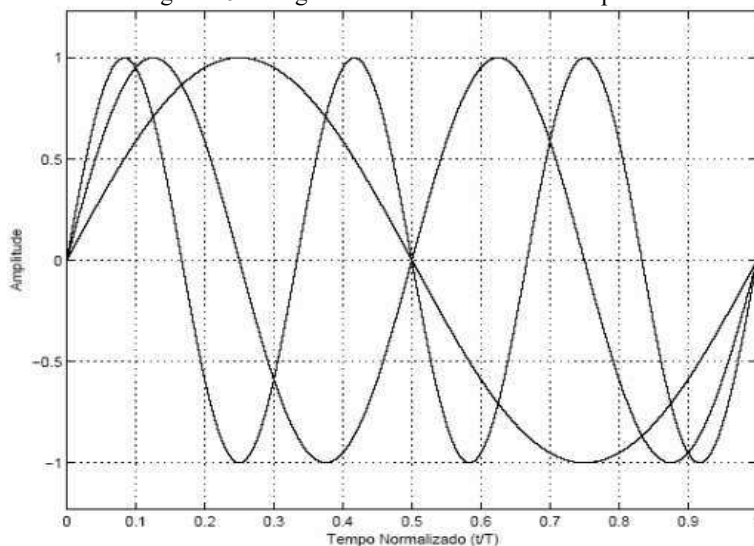
Fonte: Extraído de [24, p.51].

Pela Figura 15 é possível observar que no caso da transmissão multiportadora as perdas provocadas pelo multipercursos ficam restritas apenas às subportadoras que foram afetadas pela distorção do canal, o mesmo não ocorrendo com a transmissão de portadora única.

A técnica OFDM consiste na transmissão paralela de dados em subportadoras ortogonais entre si. Vale salientar que o conceito de ortogonalidade não é o mesmo para os domínios do tempo e da frequência.

No domínio do tempo, a ortogonalidade ocorre quando dentro de um intervalo de duração de um símbolo OFDM, cada subportadora possui precisamente um número inteiro de ciclos. Logo, duas subportadoras, serão consideradas ortogonais quando diferirem entre si exatamente um número inteiro de ciclos [37]. A Figura 16 exemplifica a ortogonalidade de subportadoras no domínio do tempo.

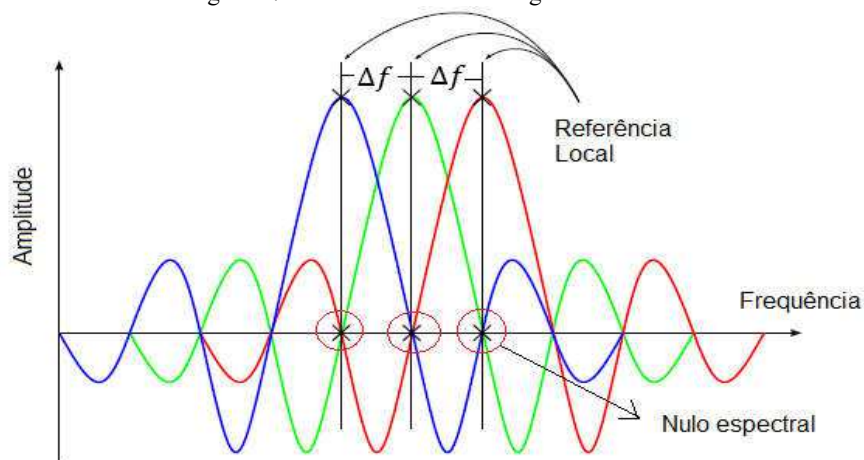
Figura 16: Ortogonalidade no domínio do tempo.



Fonte: Extraído de [37, p.20]

Já a ortogonalidade no domínio da frequência, dá-se quando a multiplicação de duas subportadoras entre si (produto escalar) no domínio da frequência é igual a zero. Essa ortogonalidade permite que exista uma sobreposição das subportadoras no domínio da frequência com espaçamento entre elas de $\Delta f = \frac{1}{T}$ (onde T representa o intervalo de duração de um símbolo OFDM) sem, no entanto, existir interferência entre as mesmas [37, 38]. Esse espaçamento entre as subportadoras é feito de forma cirúrgica de modo que cada subportadora tenha sua alocação feita na posição dos nulos espectrais das demais, para que a condição de ortogonalidade no domínio da frequência não seja violada conforme descrita na Figura 17. Os esquemas de modulação digital que em geral são utilizados nessas subportadoras são QAM ou PSK [24].

Figura 17: Portadoras OFDM ortogonais entre si.



Fonte: Adaptada de [39].

4.1.1 Geração e Recepção do Sinal OFDM

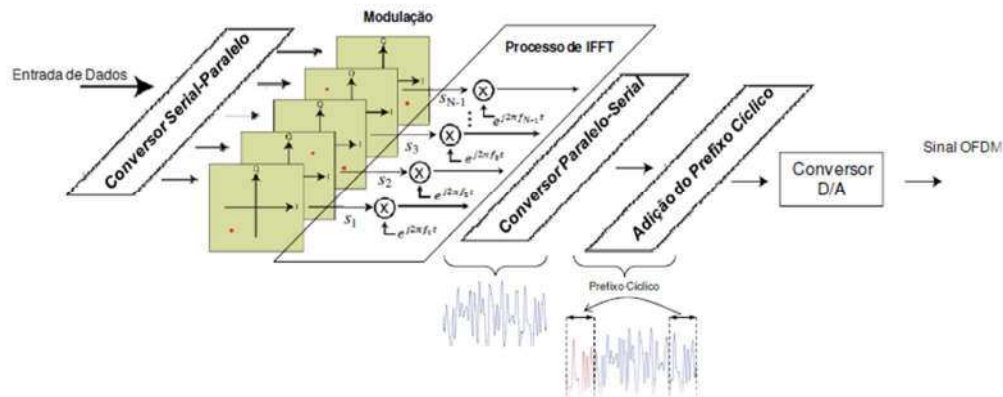
Existem dois métodos de geração e recepção de símbolos OFDM [40]: o método da força bruta e o método da Transformada Inversa de Fourier Discreta (IDFT) e DFT (Transformada Discreta de Fourier). Conforme [40] o método da força bruta se torna inviável quando o número de subportadoras aumenta, em virtude do número de osciladores necessários tanto na transmissão quanto na recepção do sinal está vinculado ao número de subportadoras complexas. Inviabilizando, portanto, um circuito com um grande número de subportadoras devido à dificuldade de se manter o sincronismo de fase entre os osciladores. A alternativa encontrada para o problema foi a introdução do uso da técnica IDFT e DFT. A IDFT substituiu o banco de osciladores na transmissão e a DFT, o banco de correladores na recepção. Em [5] há um breve histórico de quando a técnica IDFT e DFT começou a ser utilizada.

Enfatiza-se que o sinal OFDM gerado neste trabalho segue o que está disposto em [24].

Usando a técnica IDFT e DFT para geração de um sinal OFDM, primeiro há uma separação entre os bits de dados, os quais são separados em múltiplos quadros por um conversor serial-paralelo onde cada quadro é modulado digitalmente. Em seguida o bloco IFFT (Transformada Inversa Rápida de Fourier) é responsável por colocar os símbolos complexos em frequências ortogonais de tal forma que as subportadoras não interfiram umas nas outras.

Em seguida um conversor paralelo-serial irá converter as amostras discretas produzidas pelo bloco IFFT, em uma sequência temporal que representa o símbolo OFDM. Na Figura 18, é possível observar esse processo de geração do sinal OFDM que foi descrito.

Figura 18: Descrição da geração de um sinal OFDM



Fonte: Extraído de [24, p.53]

O sinal OFDM está quase pronto para ser transmitido, falta-lhe ainda a inserção de um intervalo de guarda para que sua transmissão possa ser realizada. O objetivo da inserção do intervalo de guarda é primeiro, inibir a interferência intersimbólica, e em segundo lugar, servir de referência para a sincronização dos símbolos no receptor. Esse intervalo de guarda é o prefixo cíclico.

• Prefixo Cíclico

Os símbolos OFDM podem interferir entre si em decorrência dos atrasos de propagação inserido pelo canal rádio móvel dispersivo no tempo. Essa interferência, chamada de interferência intersimbólica (ISI), degrada o sinal, pois provoca nele, distorções e perda de ortogonalidade o que dificulta a demodulação da informação transmitida [41, 42]. Logo, para evitar esse problema (ISI) um intervalo de guarda entre os símbolos OFDM é necessário. Existem dois métodos de fazer tal inserção [42, 43], mas o método mais adotado é do prefixo cíclico, pelos motivos expostos em [42].

O uso do prefixo cíclico se deu na década de 1980 pelos pesquisadores Peled e Ruiz em substituição ao intervalo de guarda “vazio” que dificultava a demodulação por DFT [5].

O método do prefixo cíclico funciona da seguinte forma: pega-se a parte final do símbolo e coloca-se na sua frente, aumentando o tempo de duração do símbolo OFDM. Essa ação impede que ocorra a ISI. Pois toda e qualquer informação que o receptor receber durante o tempo do prefixo cíclico não tem utilidade para o sistema.

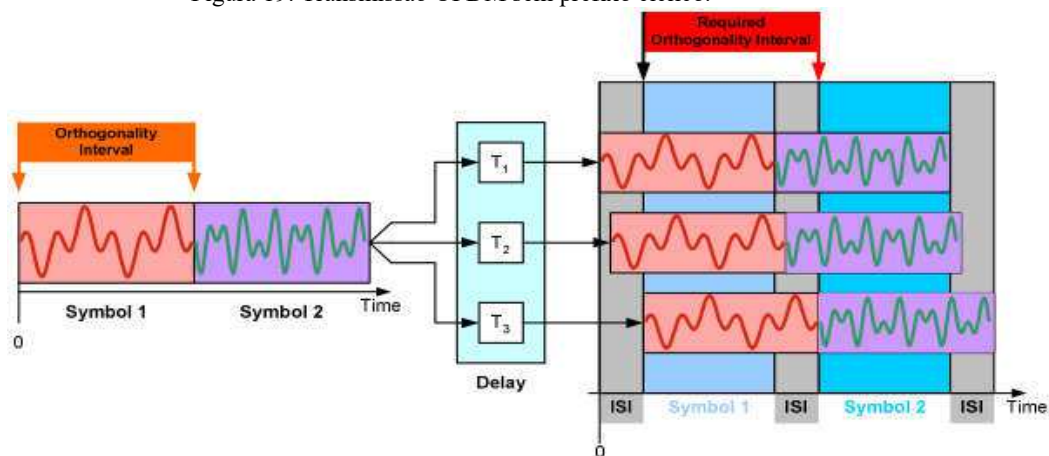
Para a efetiva mitigação da interferência intersimbólica (ISI) entre os símbolos OFDM, um correto dimensionamento do prefixo cíclico deve ser feito. Isso porque o seu

aumento representa uma sobrecarga maior ao sistema, causa degradação da relação sinal ruído (SNR) [44] e também aumenta a latência¹ o que não é recomendado para aplicações que exigem baixa latência. Esse dimensionamento ocorre da seguinte forma:

- ✓ O tempo do prefixo cíclico deve ser maior que o espalhamento de atraso RMS do canal σ_{RMS} ;
- ✓ Valores típicos do prefixo cíclico são 1/4, 1/8, 1/16 e 1/32 do tempo de símbolo do OFDM

As Figuras 19 e 20 exemplificam sinais OFDM transmitidos sem e com prefixo cíclico respectivamente.

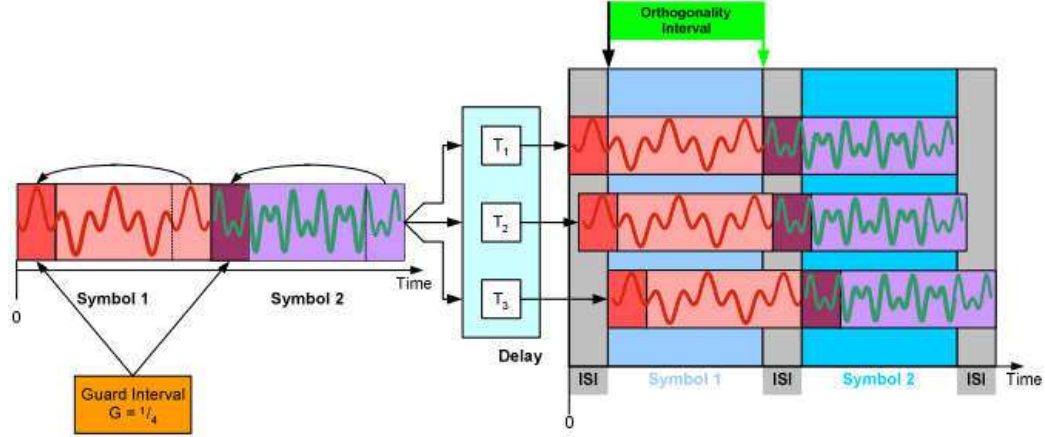
Figura 19: Transmissão OFDM sem prefixo cíclico.



Fonte: [41, p.13]

¹ É o intervalo de tempo que um pacote de dados leva para ir de um ponto referencial para um outro.

Figura 20: Transmissão OFDM com prefixo cíclico.



Fonte: [41, p.13]

Neste trabalho, foi usado a técnica do Prefixo Cíclico conforme parametrizado por [24].

Após serem enviados pelo canal os símbolos OFDM são recuperados no receptor através da operação da FFT (Transformada Direta de Fourier).

Matematicamente, sendo $\{s_k\}_{k=0}^{N-1}$ os símbolos complexos gerados pelo modulador digital, o sinal OFDM resultante do processo de IFFT pode ser expresso por [24, 45].

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

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

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

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

A demodulação do sinal OFDM no receptor só será possível se a ortogonalidade entre as subportadoras for resguardada, para isso, o produto da duração do símbolo (T_s) com o espaçamento entre as subportadoras (Δf) deverá ser igual a 1. Ou seja, $T_s \times \Delta f = 1$, tornando a expressão $\varphi_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$ um conjunto de funções ortogonais entre si para os diferentes valores de k .

Para demonstrar o que foi dito, considere a função $\varphi_l(t) = e^{j2\pi f_l t}$, o produto escalar de $\varphi_k(t)$ e $\varphi_l(t)$ será:

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

Onde, $\delta[k - l]$ é uma função delta definida como,

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

Logo, pode-se concluir que o produto escalar entre funções adjacentes só existirá quando $k = l$, sendo nulo para os demais casos, caracterizando assim a ortogonalidade entre estas funções.

Agora considere o sinal capturado da forma $s(t) = \sum_{l=0}^{N-1} s_l \varphi_l(t)$ uma vez que a condição de ortogonalidade foi satisfeita então,

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

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

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

A geração do sinal OFDM precede o conhecimento de alguns parâmetros os quais estão descritos no Quadro 4. E que podem ser visualizados na Figura 21.

Quadro 4: Parâmetros para a geração de um sinal OFDM.

Parâmetros de símbolo OFDM	Descrição
Largura Nominal do Canal	É a largura do canal já com os efeitos de filtro e da banda de guarda
Largura de Banda Usada (BW_{Usada})	É a faixa de frequências que de fato representa o sinal OFDM transmitido no domínio da frequência. $BW_{Usada} = N_{usada} \times \Delta f$
Frequência de Amostragem (F_s)	É a frequência que o conversor digital/analógico do gerador de sinais utiliza
Fator de Amostragem (n)	É calculado pela relação entre a frequência de amostragem e a largura de banda do sinal transmitido

Quadro 5: Parâmetros utilizados para a geração do sinal OFDM de teste.

PARÂMETRO	VALOR	UNIDADE DE MEDIDA
Largura do Canal	20	MHz
Tamanho da FFT [N_{FFT}]	1024	Amostras
Fator de Amostragem [n]	2	-
Frequência de Amostragem [F_s]	50	MHz
Número de portadoras usadas [N_{usado}]	800	Portadoras
Comprimento PN	1023	bits
Prefixo Cíclico [CP]	$\frac{1}{16}$	Amostras

Fonte: Tirado de [24, p.57]

Referente ao tamanho da FFT, usou-se uma FFT de 1024 portadoras das quais 800 são portadoras de dados representando, portanto, os 20 MHz de largura de banda. As demais subportadoras foram preenchidas com zero.

De posse desses parâmetros e da Equação (4.1), extraída de [46] é possível encontrar o tempo de duração do símbolo OFDM.

$$T_S = \frac{(N_{FFT} + CP \times N_{FFT}) \times n}{F_s} \quad (4.1)$$

$$T_S = \frac{(1024 + \frac{1}{16} \times 1024) \times 2}{50 \times 10^6} = 43,52 \mu s \quad (4.2)$$

Onde,

N_{FFT} : Tamanho das amostras

CP : Prefixo Cíclico

n : Fator de amostragem

F_s : Frequência de amostragem

T_S : Tempo de símbolo OFDM

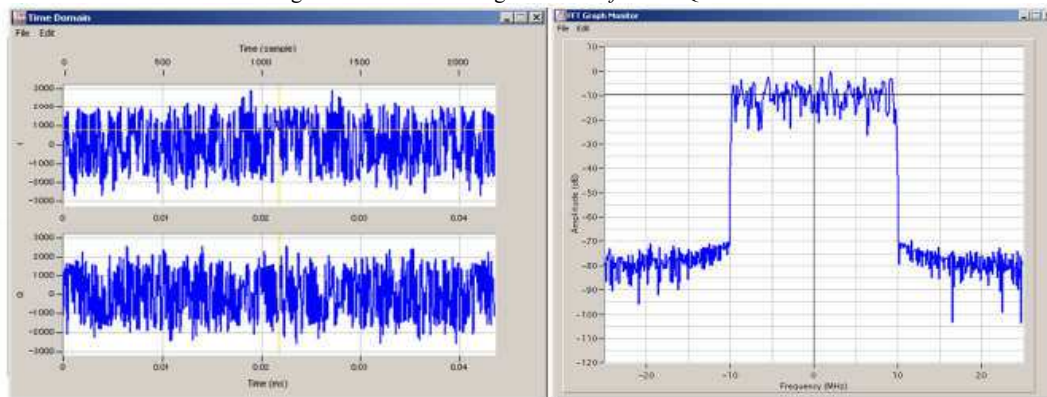
A geração do sinal teste foi feito no software **MATLAB 2017a** no formato (.txt). O sinal gerado é composto de uma componente em fase I e outra em quadratura Q que precisou ser convertido para o formato (.wvi) do gerador de sinais MG3700 da Anritsu através do software IQProducer para ser transmitido.

Para geração do sinal OFDM no MATLAB, usou-se uma sequência PN [3, 12, 24], devido ao fato de a mesma ser uma alternativa ao ruído branco que não pode ser criado na prática. Isto se deve ao fato, de que uma sequência PN, consegue obter bons

resultados no que referente a obtenção dos parâmetros de dispersão temporal do canal, quando comparada com o ruído branco [24].

A sequência PN usada neste trabalho segue o que está posto em [24], comprimento de 1023 bits com uma frequência de amostragem de 50 Mamostras/segundo. Na Figura 22, observa-se o sinal de teste OFDM que foi gerado.

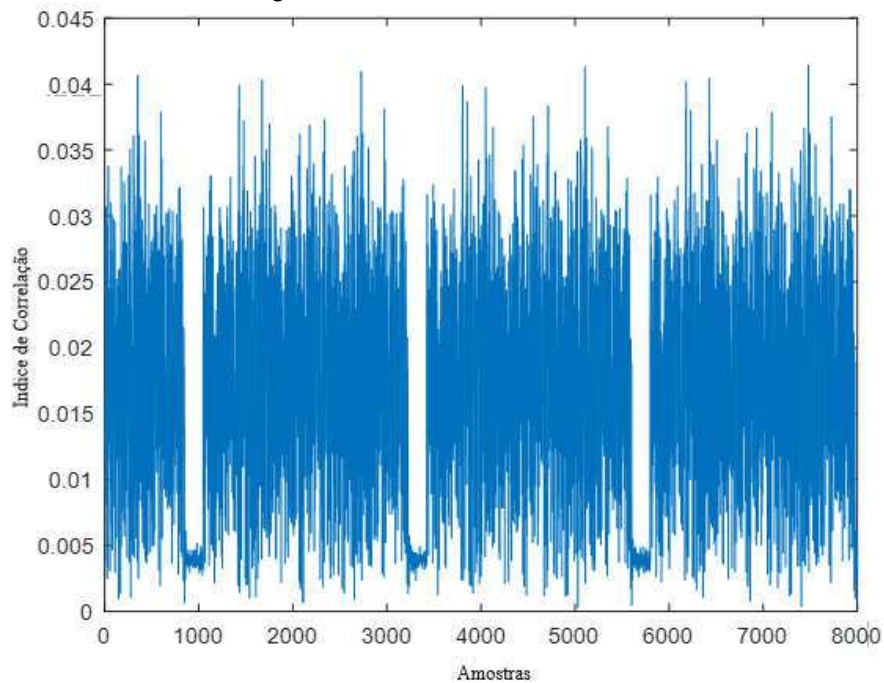
Figura 22: Sinal OFDM gerado no *Software IQ Producer*.



Fonte: extraído de [24]

Já na Figura 23, um exemplo de sinal, ainda não filtrado pela técnica CFAR, recebido após passar pelo canal rádio móvel.

Figura 23: Sinal OFDM recebido bruto



Fonte: Própria

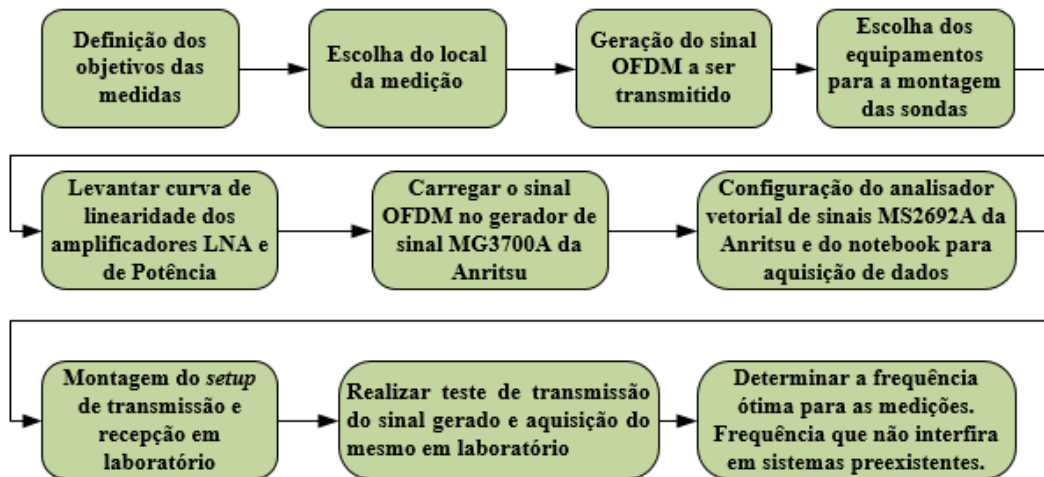
5 PLANEJAMENTO DE MEDIÇÃO

Neste trabalho, a sondagem do canal de rádio propagação, foi realizada em banda larga e para se atingir tal objetivo foi realizado um planejamento composto de três etapas seguindo a metodologia do trabalho de referência [24]:

As três etapas estão resumidas na Figura 13 da página 62 de [24] e aqui reproduzidas com pequenas adaptações.

1. Etapa de Planejamento que vai desde a definição dos objetivos da campanha de medição até a definição da melhor frequência para as medições através do programa do CETUC, descrita na Figura 24;

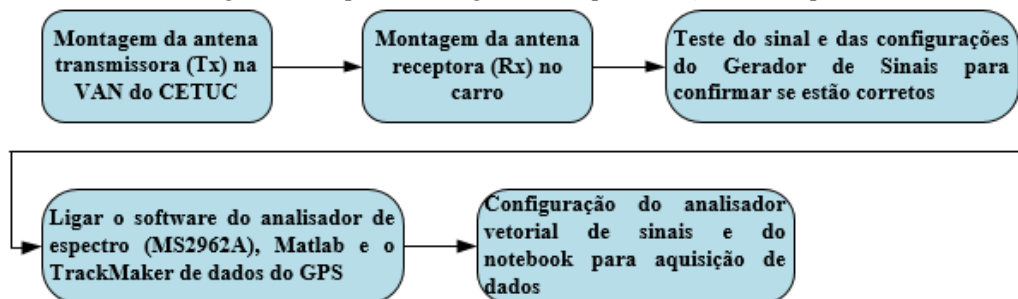
Figura 24: Etapa de Planejamento



Fonte: Extraída de [24]

2. Etapa de montagem do *Setup* de Medição em Campo que vai desde a montagem da antena transmissora até a configuração do Analisador Vetorial de Sinais e do Computador para aquisição de dados, descrita na Figura 25;

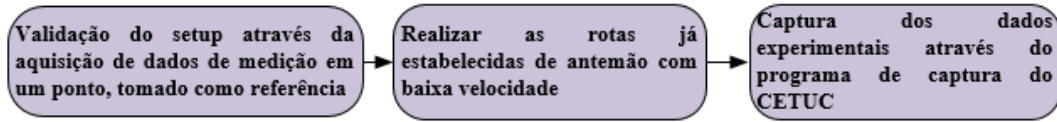
Figura 25: Etapa de Montagem do setup de medição em campo



Fonte: Extraída de [24]

3. Etapa de Medição que vai desde a captura dos dados de medição em um ponto de referência para validar o *setup* até a execução do programa do CETUC para a captura dos dados experimentais, descrita na Figura 26.

Figura 26: Etapa de medição

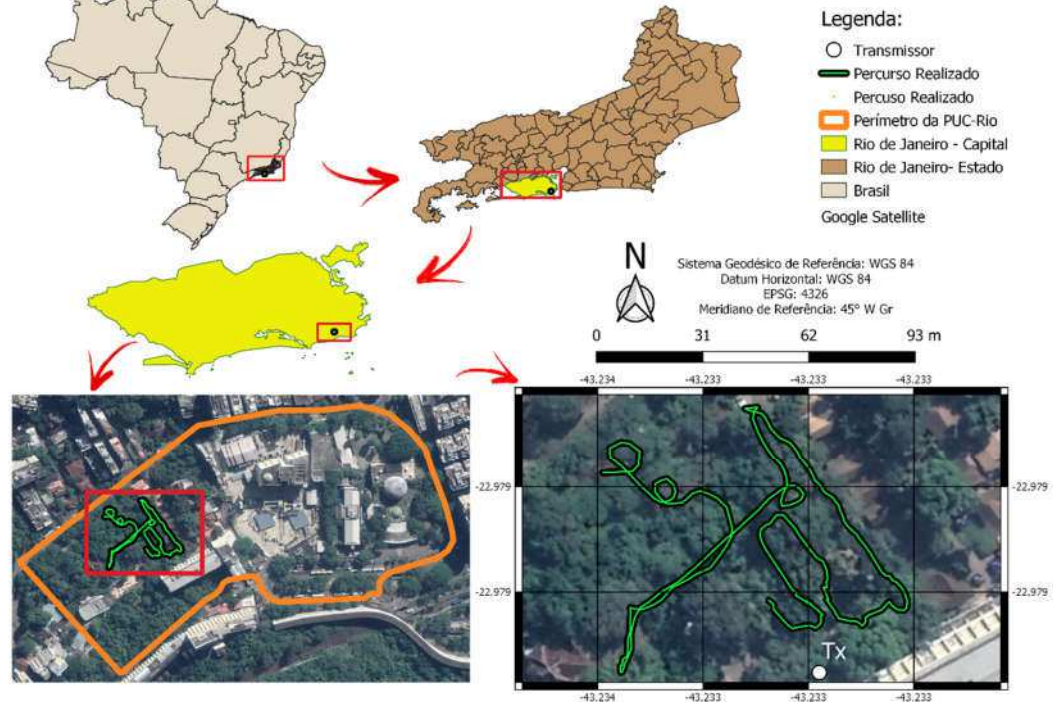


Fonte: Extraída de [24]

6 CAMPANHA DE MEDIÇÃO

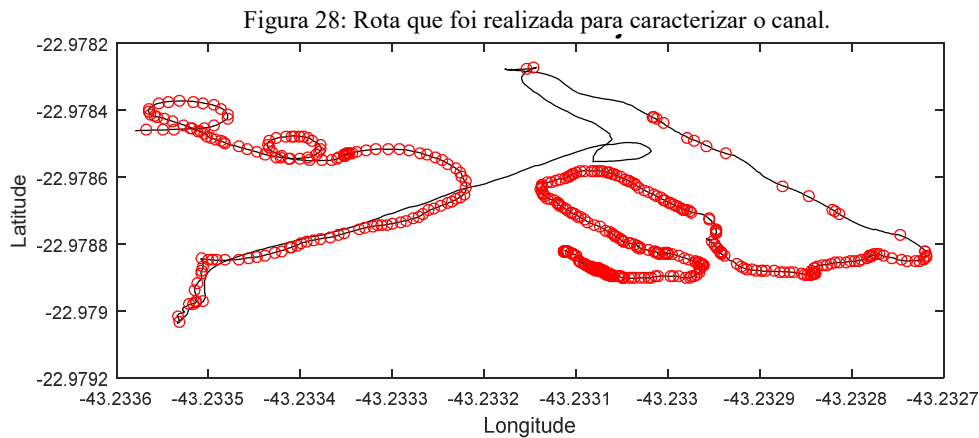
Esta campanha de medição ocorreu em novembro de 2017 no campus da PUC-RIO localizado no bairro da Gávea na cidade do Rio de Janeiro. Foi realizada a campanha de medição para coleta de dados na frequência de 2,5 GHz em banda larga. Observa-se na Figura 27 o local onde as medições foram efetuadas, assim como o traçado geométrico da rota que foi feita durante a captura do sinal de teste.

Figura 27: Local da campanha de medição e do trajeto da rota.



Fonte: Própria

Já a Figura 28, exibe a rota que foi reproduzida no software MATLAB. A bolinha vermelha representa os pontos que foram capturados com sucesso pela sonda receptora. Também é possível observar que existem trechos da rota que a sonda não conseguiu capturar o sinal transmitido. Isso ocorreu pelo seguinte motivo: nesses pontos da rota o sinal que chegou na sonda receptora, chegou muito distorcido pelo efeito dos multipercursos e ao se tentar fazer a autocorrelação entre o sinal recepcionado e o sinal original transmitido, não se conseguiu os picos de correlação necessários para que os símbolos OFDM fossem identificados, permitindo o surgimento das lacunas, em alguns trechos da rota.



Fonte: Própria

Essas medições foram realizadas com o objetivo de estudar o comportamento do espectro eletromagnético na presença de multipercursos em ambiente com predominância de vegetação, para esse fim, utilizou-se um sinal banda larga OFDM de 20 MHz. Transmitido na frequência central de 2,487 GHz, frequência esta, que pela varredura espectral realizada foi a melhor próxima de 2,5 GHz que permitia a transmissão do sinal de testes na faixa do espectro com menor interferência em relação a outros sistemas de comunicações já existentes. Esta escolha foi baseada numa varredura do espectro de frequências na região estudada [24].

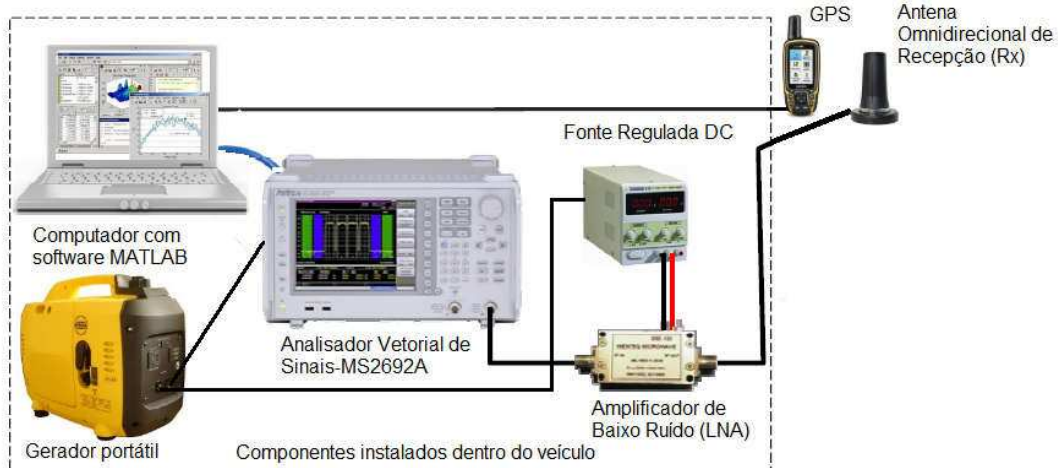
Para a realização dessa campanha foi preciso a montagem de um *setup* de medição constituído de um transmissor e um receptor conforme as Figuras 29 e 30 respectivamente.

Figura 29: Setup de Transmissão



Fonte: Adaptada de [24]

Figura 30: : Setup de Recepção com uso do Analisador MS296A



Fonte: Adaptada de [24]

Para a transmissão do sinal (Figura 30), utilizou-se os seguintes equipamentos: um gerador vetorial modelo MG3700 A da ANRITSU, um computador com o software IQ producer, software Matlab, um amplificador de potência e uma antena omnidirecional modelo RM-WLF-1C-BLK-12 que trabalha com frequências que vai de 1.7 a 2.7 GHz.

O sinal OFDM foi gerado, no formato (.txt), recorrendo-se ao software MATLAB, no entanto, para ser transmitido precisou ser modificado para o formato (.wvi) nativo do gerador vetorial, utilizando o software IQ producer.

O sinal transmitido, irradia no ar dois tipos de dados: um chamado **dgz**, o qual é responsável por carregar todas as informações IQ do sinal transmitido, e o **xml**, que carrega as informações de controle. Salienta-se que, o de maior relevância em termos de informação do canal é o **dgz**, uma vez que, ele carrega as informações de fase e quadratura de fase do sinal OFDM. Essas informações são números complexos que estão sendo transmitidas. Onde cada sinal OFDM possui 2176 subportadoras.

Na Figura 31, uma foto do *setup* de transmissão na prática.

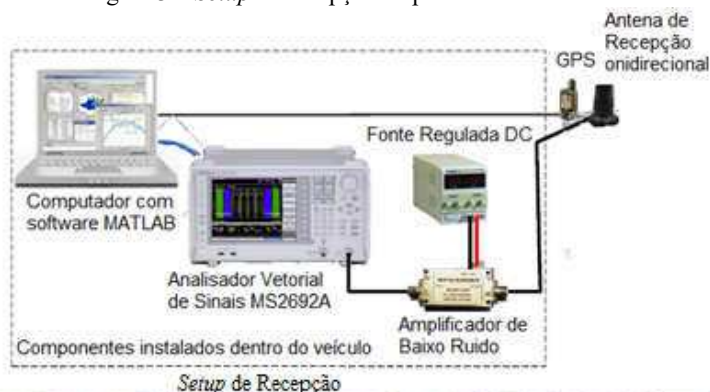
Figura 31: *Setup* de Transmissão.

Fonte: Própria

Na recepção do sinal transmitido, utilizou-se os seguintes equipamentos: um computador com o software com MATLAB, um analisador vetorial de sinais MS2692A, um amplificador de baixo ruído (LNA), alimentado por uma fonte de corrente contínua, um GPS, que foi conectado ao analisador vetorial, e uma antena de recepção omnidirecional que trabalha na frequência 1.7 a 2.7 GHz. O *setup* de recepção, Figura 32 funciona da seguinte forma: O sinal transmitido é recebido pela antena receptora passa pelo am-

plificador LNA onde amplifica o sinal e reduz os ruídos e então é capturado pelo Analisador Vetorial de Sinais que “transfere” para o computador. O GPS foi usado para coletar a posição do sinal medido em cada ponto do percurso traçado de forma sincronizada com o tempo de captura dos dados pelo analisador vetorial. O *setup* de recepção implementado na prática pode ser visto na Figura 32.

Figura 32: *Setup* de recepção na prática.



Fonte: Própria

Nas seções seguintes, fala-se de forma sucinta dos equipamentos que compõe os *setups* de transmissão e recepção.

6.1 Setup de Transmissão

6.1.1 Antena de Transmissão

Para irradiar a portadora no ambiente de propagação em estudo, dispôs-se de uma antena omnidirecional RM-WLF-1C-BLK-12, conforme se observa na Figura 33. Antenas omnidirecionais irradiam mais na horizontal do que na vertical. No Quadro 6, as principais características dessa antena.

Figura 33: Antena omnidirecional RM-WLF-1C-BLK-12



Fonte: Extraído de [47]

Quadro 6: Dados da antena transmissora

Antena omnidirecional Modelo: RM-WLF-1C-BLK-12	Características
Faixa de frequência	1.7-2.7 GHz
Ganho	3 dBi
Impedância Nominal	50 ohms
Máxima potência de entrada	35 W
VSWR	2:1

Fonte: Adaptado de [48]

6.1.2 Gerador de Sinais

“O gerador de sinais MG3700 A da Anritsu é um gerador de sinais vetorial, que tem como principal recurso a geração de sinais em banda básica em alta velocidade, permitindo a modulação e transmissão em banda larga” [49, p.22, tradução nossa]. No Quadro 7, algumas características do gerador de sinais MG3700 A.

Quadro 7: Características do gerador de sinais MG3700 A.

Principais características do Gerador de sinais MG3700 A	Capacidade de armazenamento interno de 40 GB
	Capacidade de buffer elevada (até 512000 amostras/canal)
	Suporta faixa de frequências de transmissão entre 250 kHz e 6 GHz
	Resolução de mínima de frequência 0.01Hz
	Pode transmitir em banda larga até 150 MHz
	Transmissão simultânea de dois sinais (desejado/interferente ou desejado/ruído)

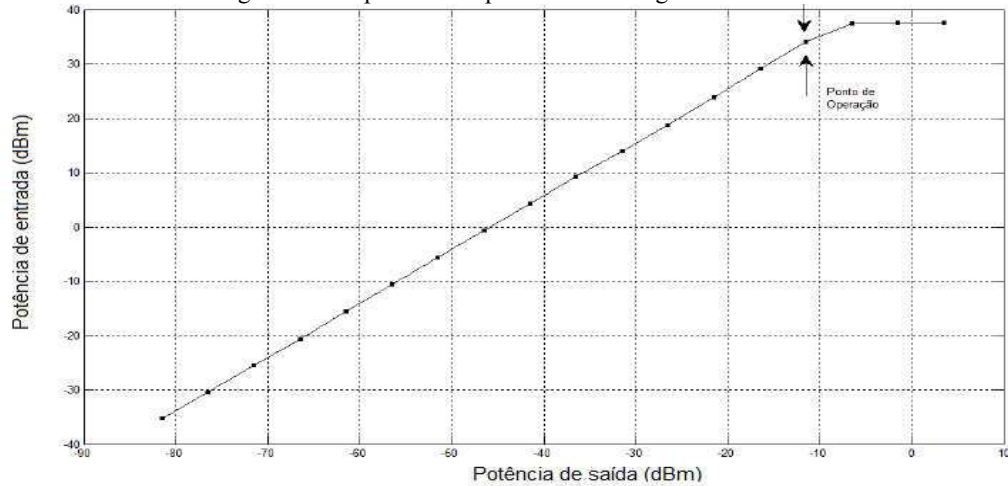
Fonte: Adaptado de [49]

6.1.3 Amplificador de potência

O amplificador de potência é utilizado para amplificar o sinal a ser transmitido de modo que ele possa chegar ao seu receptor. Quando um amplificador trabalha na região de não saturação, o sinal é amplificado conforme um determinado ganho, sendo que esse ganho varia de acordo com a frequência. Por isso, determinar a potência de saturação do amplificador é extremamente importante. A mesma, pode vir especificada no manual do fabricante ou quando não especificada, há a necessidade de fazê-lo por meio de medições, para assim, obter a curva de linearidade do amplificador.

Neste trabalho constatou por intermédio de medições que a potência máxima de saturação desse amplificador é de -15 dBm. Ou seja, pode-se trabalhar com até -15 dBm que o amplificador ira imprimir um ganho no sinal transmitido. A curva de linearidade do amplificador foi levantada conforme a Figura 34.

Figura 34: Resposta do amplificador Milmega AS0204-7.



Fonte: Retirado de [50, p.37]

No Quadro 8, seguem os parâmetros do *setup* de transmissão.

Quadro 8: Parâmetros do *setup* de transmissão.

Parâmetros	Valor
Potência de Saída do Gerador de Sinais	-15 dBm
Frequência de Transmissão	2487 MHz
Ganho do Amplificador de Potência	46 dB
Ganho de Antena de Transmissão	3 dBi
Perdas nos Cabos e Conectores	3 dB
EIRP calculada	31 dBm

Fonte: Própria

Com os dados do Quadro 8, pode-se calcular a potência que chega na antena de transmissão, ou seja, a potência equivalente isotropicamente radiada (EIRP).

$$P_{EIRP}(dBm) = P_{TX}(dBm) - A_{cabo}(dB) + G_{Ampl}(dB) + G_{Ant.TX}(dBi)$$

$$P_{EIRP}(dBm) = -15 \text{ dBm} - 3 \text{ dB} + 46 \text{ dB} + 3 \text{ dBi}$$

$$P_{EIRP}(dBm) = 31 \text{ dBm}$$

Na Figura 35, uma foto do equipamento que foi utilizado nas medições.

Figura 35: Amplificador de potência MILMEGAAS024-7B 7W.



Fonte: Própria

6.2 Setup de recepção

No *setup* de recepção os equipamentos utilizados foram um analisador de sinais Anritsu MS2781B Signature, um amplificador de baixo ruído (LNA) alimentado por uma fonte de tensão DC de 15V. Conforme já observado na Figura 30 do capítulo 6.

6.2.1 Analisador de espectro

Existe a necessidade de se fazer a análise das características do sinal elétrico no domínio da frequência, e o analisador de espectro se torna uma ferramenta poderosa no auxílio dessa análise. O analisador de espectro, de forma geral, é um dispositivo que permite fazer observações dos sinais no domínio da frequência.

Atualmente, existem diversas marcas de analisadores de espectro no mercado. Neste trabalho foi utilizado o analisador vetorial de sinais modelo MS2962A da Anritsu.

Segundo o manual do fabricante [51, p.28, tradução nossa] o analisador vetorial de sinais MS2962A

Permite obter características de transmissões provenientes de dispositivos de rádio para uma gama de tipos de comunicações móveis de forma simples, apresentando alta precisão e velocidade.

Também proporciona alta velocidade e alta precisão de processamento de sinais e análises abrangentes em amplitude total, uma característica dos analisadores de espectro do tipo varredura convencional, usando um bloco IF digital. Além disso, o processo FFT (Transformada Rápida de Fourier) realiza análise de espectro de alta velocidade tanto no domínio da frequência como no domínio do tempo, algo que não pode ser possível com o espectro utilizando analisadores de varredura convencional.

As principais características do analisador vetorial de sinais MS2962A estão dispostas no Quadro 9.

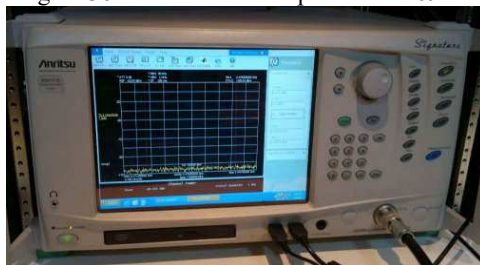
Quadro 9: Características do analisador de espectro MS2692 A

Principais características do Analisador de Espectro MS2692 A	Item	Especificação
	Range de frequência do equipamento	50 Hz a 26,5 GHz
	Largura de banda central	1 kHz a 31,25 MHz
	Taxa de amostragem	2 kHz a 50 MHz
	Tempo de captura	<u>Comprimento mínimo de captura (determinado dependendo da largura de banda em análise)</u> $2\mu s$ a $50 ms$
		<u>Comprimento máximo de captura</u> $2s$ a $2000s$
	Resolução da largura de banda	1 Hz a 1MHz

Fonte: Adaptada de [51]

Na Figura 36, uma foto do Analisador de Espectro MS2692 A que foi usado nas medições.

Figura 36: Analisador de Espectro MS2692 A



Fonte: Própria

6.2.2 Amplificador de baixo ruído

O amplificador de baixo ruído (LNA) tem a função de amplificar o sinal recebido pela a antena receptora adicionando o mínimo de ruído. Isso é possível porque o LNA, é projetado para ter uma baixa figura de ruído com um alto ganho.

Além dessas duas características supracitadas, o LNA tem outras, que também devem ser levadas em conta na hora da escolha de um LNA. Por exemplo, frequência de operação, consumo de potência, casamento de impedância na entrada, baixa distorção harmônica e estabilidade.

Quando se fala de LNA, uma característica de extrema importância é o fator de ruído ou figura de ruído (quando na escala logarítmica). É uma medida utilizada para

prever o quanto de ruído um sistema adiciona a um sinal; e isso é feito através da relação sinal ruído (SNR) entre a entrada e a saída. Matematicamente o fator de ruído é

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (6.1)$$

Quando está na escala logarítmica o fator de ruído se transforma em figura de ruído (NF) e é dado por

$$NF = 10 \log_{10}(F) \quad (6.2)$$

O ruído que é inserido no sistema é em função do valor da figura de ruído, ou seja, quanto menor o valor da figura do ruído menor será o ruído inserido no sistema em estudo.

Nas campanhas de medições foram utilizados o LNA da Wenteq Microwave Corp, modelo ABL0800-12-3315 conforme Figura 37, cuja características estão no Quadro 10.

Figura 37: LNA WENTEQ Microwave Corp- ABL0800-12-3315



Fonte: Extraído de [46, p.67]

Quadro 10: Dados do Amplificador de baixo ruído.

LNA da Wenteq Microwave Corp Modelo: ABL0800-12-3315	Características
Frequência	1.0-8.0 GHz
Ganho	33 dB (mínimo)
Figura de Ruído	2 dB
P1dB	13 dB (mínimo)
VSWR input	2.2:1 (máximo)
VSWR output	2.2:1 (máximo)
Tensão de alimentação	8-12 DC
Corrente	140 mA (máximo)

Fonte: Adaptado de [52]

6.2.3 Sistema de Posicionamento Global (GPS)

Na coleta de dados das medições é imprescindível o conhecimento das posições dos pontos onde cada sinal foi capturado no decorrer do percurso, para saber o comportamento do sinal em cada local do trajeto. Com essa finalidade, fez-se o georreferenciamento desses pontos utilizando um equipamento GPS da marca Garmin modelo GSMAP 62 em conjunto com o software GPS Trackmaker que fornece atualização da posição geográfica em tempo real. O equipamento é mostrado na Figura 38.

Figura 38: GPS Garmin.



Fonte: Extraído de [53]

O comportamento do nível do sinal recebido em cada ponto do trajeto em função da variação da distância entre o receptor e o transmissor foi possível porque o relógio do GPS foi sincronizado com o relógio do analisador de espectro, para cruzamento dos dados medidos com a localização do ponto de medição. Desses cruzamentos, gerou-se um arquivo com os dados de latitude e longitude.

7 RESULTADOS

O objetivo deste capítulo é apresentar a metodologia que foi utilizada para pós processar os dados que foram aquiridos em campo e apresentar os resultados que servirão de base para caracterizar o canal rádio móvel em estudo na frequência 2,5 GHz.

- **Etapas do Pós-Processamento dos dados**

O pós-processamento também é uma etapa de grande importância para o êxito de uma boa caracterização de canal. Vários passos precisam ser tomados para que os dados brutos coletados, durante a campanha de medição, possam ser extraídos e analisados com sucesso.

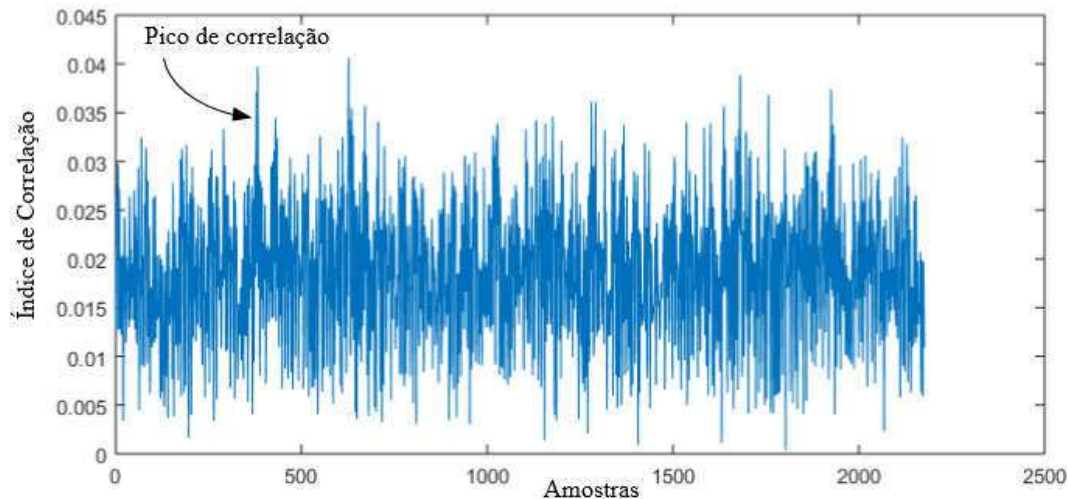
Do trabalho de Gonsioroski [24], bem como de suas aulas ministradas na disciplina de caracterização de Canal Rádio Móvel na Universidade Estadual do Maranhão (UEMA), depreendem-se os seguintes passos, na ordem aqui apresentada, para se obter o pós-processamento dos sinais recebidos.

- 1- Extração dos dados dos arquivos XML e DGZ;
- 2- Extrair os dados do arquivo do GPS e realizar a interpolação para assegurar os pontos georreferenciados;
- 3- Fazer o casamento dos dados recebidos no sistema de recepção com as coordenadas GPS;
- 4- Fazer a correlação dos dados casados com o sinal OFDM original transmitido, para encontrar os perfis de retardo;
- 5- Fazer a filtragem dos perfis de retardo encontrados;
- 6- Determinar os parâmetros de dispersão temporal do canal.

- **Obtenção do Perfil de Potência de Retardo**

A obtenção do perfil de retardo é dada pela autocorrelação do sinal de saída do canal. Ocorre da seguinte forma: o sinal transmitido no canal rádio móvel é recepcionado e correlacionado com o sinal original. E quando o sinal recepcionado se alinha (se assemelha) ao sinal original, que foi transmitido, ocorre um pico, e são esses picos que formarão o perfil de retardo de potência. Segue um exemplo na Figura 39.

Figura 39: Perfil de retardo do canal em estudo.



Fonte: Própria

- **Filtragem do Perfil de Potência de Retardo**

Apenas a determinação do perfil de retardo de potência não é suficiente para fazer as análises de estimativas dos parâmetros de dispersão do canal [12, 54]. Há a necessidade de uma filtragem desses dados, para distinguir um componente de multipercurso válido (proveniente de um espalhador) de um ruído indesejado, proveniente tanto do canal como do receptor. Caso o perfil de retardo não seja bem definido, poderão ocorrer erros na estimação do valor de espalhamento de retardo médio do canal, o que afetará os valores de outros parâmetros que dependem diretamente do valor do espalhamento de retardo RMS, como por exemplo, o dimensionamento do prefixo cíclico que é utilizado na técnica OFDM.

Portanto, para a filtragem desses dados, várias técnicas são utilizadas para fazer a limpeza do perfil de retardo, tais como, wavelet [10,12], SAGE [31,55], CLEAN [46, 49], CFAR [3, 12, 24, 54], dentre outras. Também há estudos [57, 58] comparando as técnicas entre si, para um determinado cenário, com o objetivo de verificar qual produz melhor resultado de limpeza do perfil.

Neste trabalho a técnica CFAR foi escolhida para fazer a filtragem baseado nos bons resultados encontrados tanto para ambiente *indoor* [57, 59] como para *outdoor* [58]. E também porque ainda é usada, com sucesso, por uma ampla gama de pesquisadores [3, 12, 24, 46, 54, 62] no estudo da dispersão temporal do canal rádio móvel para diferentes ambientes *indoor* e *outdoor*.

A técnica CFAR é bem conhecida em aplicações de radar. Em radares, alarmes falsos são decisões erradas que são tomadas na detecção de um alvo de radar provocadas por ruídos ou por outros sinais interferentes que ultrapassam determinado limite de detecção. Esses falsos alarmes surgem quando o ruído térmico excede o limite predeterminado [60].

Ocorre da seguinte forma: antes que uma informação seja extraída, uma decisão de detecção tem que ser tomada. E essa decisão é feita via comparação entre a amplitude do sinal total, composta de ruídos, ecos e *clutter* (sinal de radar proveniente de dispersores que não servem para o usuário do radar), com um valor denominado de limite de detecção. Então se o sinal total exceder o valor do limite de detecção, há uma ocorrência de alvo, seja ele verdadeiro ou não. Logo, o limite de detecção é o parâmetro que define se haverá muito ou pouco alarmes falsos, ou seja, é ele que define a taxa na qual os alarmes falsos irão ocorrer. Limites altos produzirá poucos falsos alarmes o que inibirá a detecção de alvos válidos, e limites muito baixos produzirá muitos falsos alarmes que mascarará a detecção de alvos válidos [60, 61]

A taxa de alarmes falsos, é dependente do nível de todas interferências presentes no sistema, tais como, ruído, *clutter* ou interferência. O problema é que o nível dessas interferências é grandemente impactado pela distância em relação ao radar. Portanto, percebeu-se a necessidade de uma solução que tornasse essa taxa de alarme falso constante.

Conforme [61], a técnica CFAR define o limite de detecção, afim de manter a taxa de alarmes falsos constantes, calculando a potência média de interferência e de ruído. Em seu artigo [61] explica com detalhes o funcionamento de várias técnicas CFAR.

Pedro Castellanos em [62], parece sugerir que Elvino S. Sousa, foi o primeiro a fazer uma adaptação da técnica CFAR para ser utilizada na limpeza de perfil de retardo de potência de canal rádio móvel.

Sousa em seu artigo [56], determina o que é multipercurso válido e descarta os componentes que são ruídos nos perfis de retardo, com base na avaliação do ruído presente. Para tal, ele adota a seguinte diretriz:

- ✓ Trabalha com o valor do ruído térmico, considerando-o como sendo gaussiano com um comportamento que se assemelha a uma distribuição de Rayleigh;
- ✓ Utiliza o valor da mediana do perfil de retardo de potência, uma vez que, o valor médio do perfil de retardo é muito sensível aos componentes dos multipercursos válidos e também aos componentes do ruído impulsivo.
- ✓ Usa o valor do desvio padrão do perfil de retardo;
- ✓ Com a mediana e o desvio padrão, estabelece os níveis de variação do ruído;
- ✓ Estabelece um limiar de ruído, o qual é a diferença entre o valor do pico máximo e o valor da mediana somada com o valor do desvio padrão;
- ✓ Com o valor do limite de ruído já calculado ele aplica o método que, de fato, vai identificar os multipercursos válidos do perfil de retardo de potência descritos nas condições 1 e 2.

Condição I:

- ✓ Se um determinado retardo que chega ao receptor ultrapassar o valor do limiar de ruído estabelecido, verificar se o limiar é também excedido para o retardo anterior ao do avaliado bem como para o retardo posterior ao do avaliado;

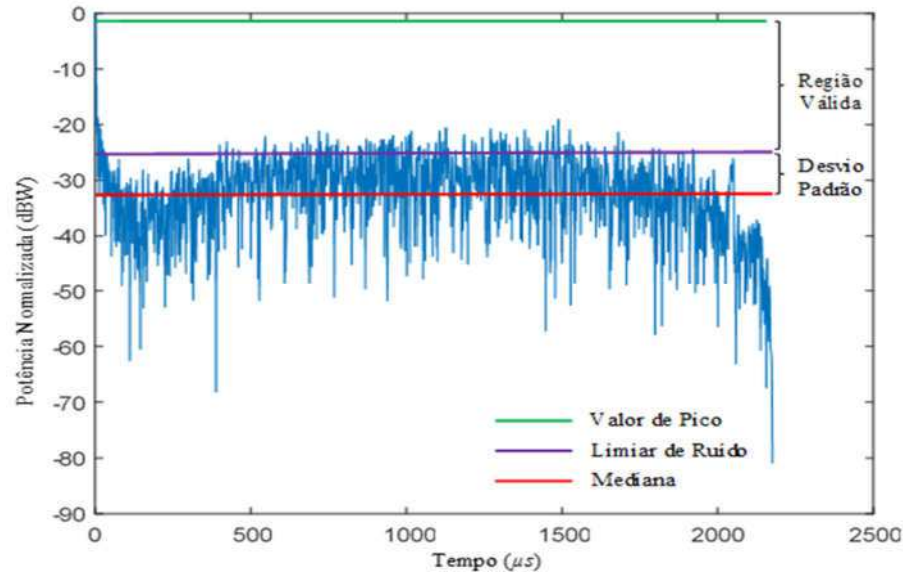
Condição II:

- ✓ Para que o retardo em análise seja considerado um multipercurso válido ao menos um dos seus vizinhos, deve satisfazer a condição I.

As condições I e II têm que ocorrer simultaneamente.

Na Figura 40, tem-se um perfil de retardo normalizado em dBW, do canal em estudo, juntamente com os parâmetros que a técnica CFAR se vale para diferenciar um multipercurso válido de ruído impulsivo.

Figura 40: Parâmetros utilizados pela técnica CFAR.



Fonte: Própria

Na Figura 41, apresenta-se parte da matriz dos multipercursos válidos depois da limpeza pela técnica CFAR. Os valores das potências que compõe a matriz estão em dBm e os valores de -60 dBm que aparecem no decorrer da matriz são apenas para identificar os multipercursos não válidos, ou seja, ruídos impulsivos. Salienta-se que esse valor de -60 dBm é de escolha arbitrária e poderia ser qualquer outro abaixo do valor do limiar de ruído.

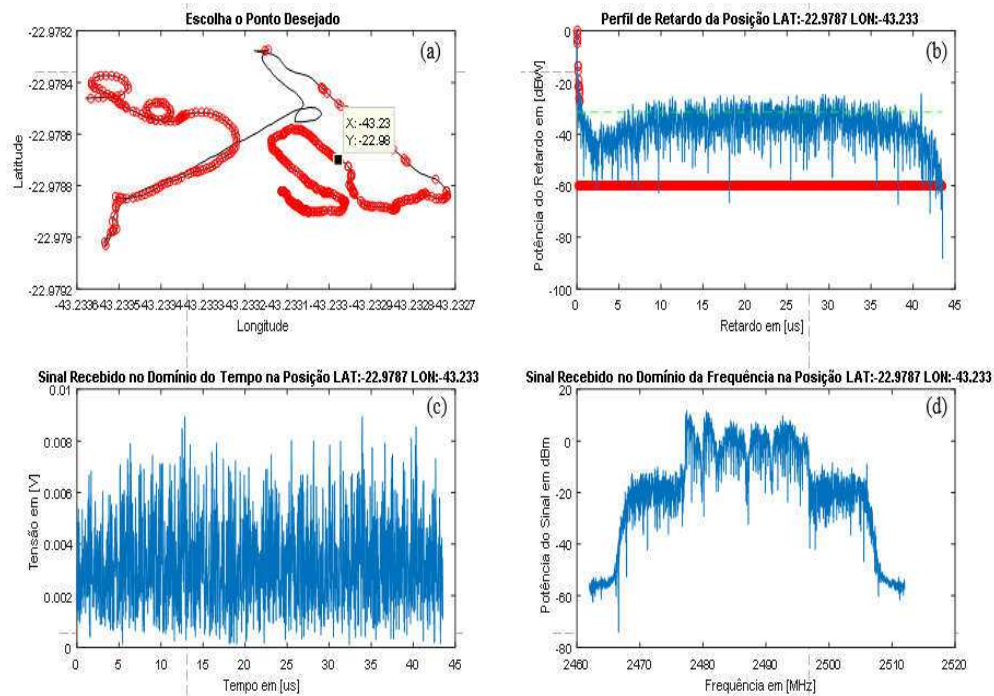
Figura 41: Matriz de multipercurso válido.

Variables - Multipercurso_Valido															
Multipercurso_Valido															
499x2175 double															
	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
28	0	-5.4170	-17.2395	-12.4126	-16.6772	-19.4683	-17.2172	-23.9383	-19.8530	-21.4165	-25.4548	-21.6207	-26.7124	-25.4452	-25.4021
29	0	-5.0214	-17.2526	-12.3936	-15.9952	-20.1580	-16.8854	-23.6571	-20.1891	-20.9376	-26.1461	-21.3985	-26.1191	-25.8214	-24.6518
30	0	-2.4053	-10.2485	-15.8164	-13.3422	-20.7865	-18.1288	-19.1222	-24.4841	-19.8291	-24.3218	-23.9571	-22.5885	-29.2862	-24.8950
31	0	-2.4307	-10.5478	-15.5976	-13.3864	-21.1313	-17.8803	-19.4006	-24.1251	-19.7506	-24.9247	-23.5863	-22.7677	-29.6661	-24.4968
32	0	-2.5814	-11.0192	-15.6700	-13.7148	-22.0285	-18.1014	-19.9476	-24.3403	-20.1025	-25.6605	-23.6964	-23.2836	-30.2158	-24.8555
33	0	-2.4624	-10.8334	-15.6376	-13.4604	-21.8496	-17.9033	-19.6770	-24.4564	-19.8347	-25.3883	-23.5652	-23.0122	-30.2366	-24.5723
34	0	-2.4176	-10.7450	-15.6178	-13.4839	-21.9088	-17.8404	-19.6698	-24.3285	-19.8168	-25.5284	-23.4782	-22.9513	-30.2079	-24.4877
35	0	-2.2966	-10.3360	-15.6351	-13.1730	-21.1545	-17.7778	-19.1515	-24.5843	-19.7133	-24.9042	-23.4694	-22.5603	-30.1598	-24.4156
36	0	-4.8301	-20.9347	-12.5827	-16.1888	-22.4153	-16.9490	-26.5114	-20.6811	-21.0934	-29.9789	-21.4848	-27.3200	-27.3016	-25.2538
37	0	-4.8796	-30.1444	-11.9836	-16.5825	-21.7868	-16.3864	-30.2763	-19.8072	-21.0767	-31.1473	-20.9536	-29.2895	-25.4370	-24.2151
38	0	-4.6883	-29.0657	-11.2731	-15.7191	-21.1074	-15.4513	-27.6535	-19.3903	-20.3710	-30.2861	-20.0366	-27.9561	-60	-60
39	0	-1.3888	-8.8969	-19.0220	-12.7358	-22.5421	-18.6005	-18.5879	-29.3207	-19.7992	-25.3951	-25.2634	-22.3353	-60	-60
40	0	-5.2379	-3.9974	-2.3180	-8.4330	-15.6341	-9.7972	-19.8254	-14.7179	-14.3363	-27.0647	-15.7412	-21.0997	-60	-60
41	0	-1.2228	-0.6872	-2.6708	-12.4516	-11.1039	-10.8866	-22.2020	-13.1261	-17.0094	-20.0335	-15.8377	-25.5625	-18.0455	-19.3918
42	0	-1.8572	-8.3096	-16.4573	-15.2961	-22.1190	-19.8778	-21.7094	-25.9731	-21.9639	-28.0402	-25.4332	-25.2269	-31.0993	-26.3082
43	0	-3.0637	-12.6365	-13.9555	-13.6477	-22.5474	-16.9644	-20.4979	-22.3000	-19.4976	-60	-22.5717	-24.2295	-27.2662	-23.1903
44	0	-3.4011	-16.7762	-13.9763	-14.9467	-30.1492	-17.0392	-24.1117	-22.8656	-20.6597	-60	-22.2282	-26.1999	-29.5863	-24.3194
45	0	-3.7819	-19.7617	-13.3238	-15.5512	-60	-17.0387	-26.5883	-21.7164	-21.0241	-60	-22.0353	-27.8152	-27.7809	-24.5484
46	0	-2.4896	-13.6377	-14.4656	-13.7053	-60	-16.5398	-21.8588	-23.4321	-19.4739	-60	-21.8995	-24.2877	-60	-60
47	0	-2.1344	-11.5664	-16.4797	-13.8564	-60	-60	-60	-25.8184	-20.1248	-60	-60	-60	-60	-60
48	0	-5.8590	-25.5279	-11.9032	-18.6181	-19.6152	-16.9709	-60	-19.0772	-22.4444	-26.9464	-20.8482	-60	-60	-60

Fonte: Própria

A Figura 42, tem o objetivo de descrever o comportamento do sinal ponto a ponto ao longo da rota traçada no canal em estudo. Ao clicar em cada ponto ao longo da rota, Figura (a) é possível visualizar o perfil de retardo de potência do sinal recebido juntamente com seus multipercursos válidos classificados pela técnica CFAR, Figura (b). Visualizar também seu comportamento no domínio do tempo, Figura (c) e no domínio da frequência, Figura (d).

Figura 42: Rota do sinal recebido Figura (a), Perfil de retardo, Figura (b), Sinal no domínio do tempo, Figura (c) e Sinal no domínio da frequência, Figura (d).



Depois da geração do perfil de retardo de potência, através da sondagem do canal utilizando o sinal de teste projetado conforme o Quadro 5, e de sua limpeza pela técnica CFAR, criou-se o Quadro 11, com os principais dados que geralmente servem de base para fazer as análises da dispersão temporal do canal rádio móvel. O retardo médio e o espalhamento de retardo RMS. Com estes valores é possível estimar, por exemplo, a distância entre os espalhadores, a banda de coerência e o prefixo cíclico.

Quadro 11: Retardo médio e espalhamento de retardo RMS do canal em estudo.

Técnica CFAR				
	Retardo Médio		Espalhamento de Retardo	
Tempo (μs)	Média	Desvio Padrão	Média	Desvio Padrão
	0.0520	0.0394	0.0733	0,1216

Fonte: Própria

Quadro 12: Retardo médio e Espalhamento de Retardo RMS já depois da filtragem pela CFAR

Resultados depois da filtragem da técnica CFAR					
	Cálculo	Retardo Médio		Espalhamento de Retardo	
Tempo (μs)		Média	Desvio Padrão	Média	
		0.0520	0.0394	0.0733	
Distância média dos espalhadores (m)	$3 \times 10^8 \frac{m}{s} \times 0.0520 \times 10^{-6} s$	15,6	-	-	
Banda de coerência	-	-	-	50%	2,728 MHz
				90%	0,272 MHz
Prefixo Cíclico mínimo em (μs)	$10 \times \sigma_{RMS}$	-	-	0,733	
Duração do Prefixo Cíclico em relação ao símbolo OFDM	$\frac{0,733 \mu s}{43,52 \mu s}$	-	-	0,01684	
Valores que podem ser utilizados para o Prefixo Cíclico	-	-	-	1/32, 1/16, 1/8	

Fonte: Própria

Das informações do Quadro 12, destacam-se: a banda de coerência e o prefixo cíclico. A banda de coerência é importante porque determina o tipo de desvanecimento que o sinal transmitido estará sujeito: desvanecimento plano ou seletivo em frequência, essa informação norteará o tipo de solução mitigatória para os possíveis problemas decorrentes de cada tipo de desvanecimento. Já o prefixo cíclico é a solução para combater a interferência intersimbólica (ISI) em sistemas banda larga que fazem uso da técnica OFDM.

É denominador comum na literatura especializada [2, 22, 63], que a interferência intersimbólica (ISI) gerado entre símbolos OFDM é originado pela dispersão temporal do

canal, e quando esse mesmo canal é considerado plano, ele tende a ser mais robusto à ISI. E uma das formas de se combater a interferência intersimbólica é vencendo o espalhamento de retardo RMS, através do correto dimensionamento do prefixo cíclico.

Rapaport [2] cita uma regra prática para que um canal tenha atenuação uniforme ou plana, usufruindo, portanto, de pujança contra ISI. Essa regra é utilizada por diversos pesquisadores [12, 24, 54] para estimar o tamanho do prefixo cíclico. A orientação é que o prefixo cíclico mínimo precisa ser pelo menos 10 (dez) vezes o valor do espalhamento de retardo RMS.

No entanto, uma pergunta que geralmente é feita quando se vai calcular o tamanho do prefixo cíclico, é por que seu dimensionamento está em função do espalhamento de retardo RMS e não do atraso em excesso máximo $\tau_{máx}$. Uma resposta plausível é que o atraso em excesso máximo $\tau_{máx}$, não descreve de forma precisa o comportamento de determinado sistema em um dado canal, visto que alguns canais com $\tau_{máx}$ iguais podem produzir perfis de retardo de potência muito diferentes [64].

Logo, conforme o Quadro 12, o valor médio mínimo encontrado (0,733 μ s) é o que deve ser utilizado para que se tenha um canal resistente à interferência intersimbólica. Pode-se também, estimar os valores da duração do prefixo cíclico em relação à duração do símbolo OFDM gerado, os quais são amplamente utilizados pelos sistemas wireless, tais como, Wi-Fi, WiMAX e LTE. Para o valor 0,01684 é possível utilizar 1/32, 1/16 e 1/8 de duração de prefixo cíclico, também, chamado de intervalo de guarda. No entanto, o valor mais apropriado seria 1/32.

Um ambiente com forte presença de vegetação impõe ao sinal transmitido uma atenuação adicional que deverá ser levado em conta no projeto final de sistema wireless [65]. Apesar de alguns trabalhos [66 - 68] contemplarem a caracterização de canais com predominância de vegetação e terem chegado a importantes conclusões. Os resultados obtidos neste trabalho foram comparados com outros estudos [12, 69] também em locais com forte presença de vegetação, mas cujo parâmetros de testes estão muito mais próximos dos que estão setados neste trabalho. Vide Quadro 13.

Quadro 13: Parâmetros utilizados nos três estudos.

Parâmetros	Jairon	Estudo [11]	Estudo [61]
Local	Brasil/ Campus-PUC-RJ	Brasil/ Campus-PUC-RJ	Não identificado
Frequência de operação	2,5 GHz	1,88 GHz	1,9 GHz
Sinal banda larga	20 MHz	10 MHz	80 MHz
Técnica utilizada	Multiportadoras	STDCC	Não identificado
Comprimento da sequência PN (em bits)	1023	511	1023
Tipo de antena Tx	Omnidirecional	Discônicas	Direcional
Tipo de antena Rx	Omnidirecional	Discônicas	Omnidirecional
Altura da antena Tx	3,00 m	>5,80 m	1,60 m
Altura da antena Rx	1,60 m	5,80 m	1,60 m
Separação entre Tx e Rx	Variando entre 23,38 a 109,62 m	Máximo de 100 m	Variando entre 40 a 110 m
Técnica de limpeza	CFAR	CFAR	Não identificado

Fonte: Própria

Quadro 14: Comparação de resultados de medições de vários ambientes.

Canal	Local	Frequência	Parâmetros	CFAR (μs)	Referência
Predominância de vegetação	PUC	2,5 GHz	Mean Excess Delay	0,0520	Fonte própria
			RMS Delay Spread	0,0733	
Predominância de vegetação	PUC	1.88 GHz	Mean Excess Delay	0,10	[70] apud [12]
			RMS Delay Spread	0,12	
Predominância de vegetação	Jardim botânico com visada	1.88 GHz	Mean Excess Delay	0.10	[70] apud [12]
			RMS Delay Spread	0.12	
Predominância de vegetação	Jardim botânico com sem visada	1.88 GHz	Mean Excess Delay	0,79	[70] apud [12]
			RMS Delay Spread	0,89	
Ambiente de Floresta	Não identificado	1.9 GHz	RMS Delay Spread	0.06 a 0.12 Não utilizou a CFAR	[69]

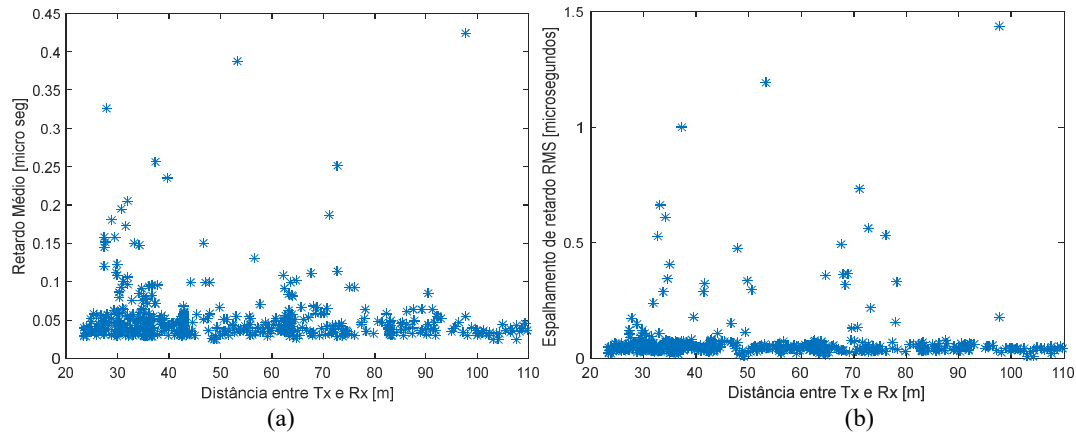
Fonte: Própria

Feitas as devidas ressalvas, tais como, diferenças de frequência de transmissão, largura de banda do sinal de teste, altura das antenas de transmissão e recepção, dentre outras. Da análise do Quadro 14, verificaram-se que os valores encontrados, nesta pesquisa, para o principal parâmetro de análise da dispersão temporal, o espalhamento de retardo RMS, ficou bem próximo dos valores contidos nos referidos trabalhos citados.

Também, avaliou-se o comportamento do retardo médio e do espalhamento de retardo RMS em função da distância do transmissor em relação ao receptor. Conforme

disposto nas Figuras 43 (a) e 43 (b). E pelas figuras, infere-se que o retardo médio e o espalhamento de retardo RMS apresentam comportamento dissociados da distância. Esta conclusão foi encontrada em outros estudos [54, 70] com a mesma frequência de 2,5 GHz mas para ambientes urbanos e com predominância de vegetação respectivamente.

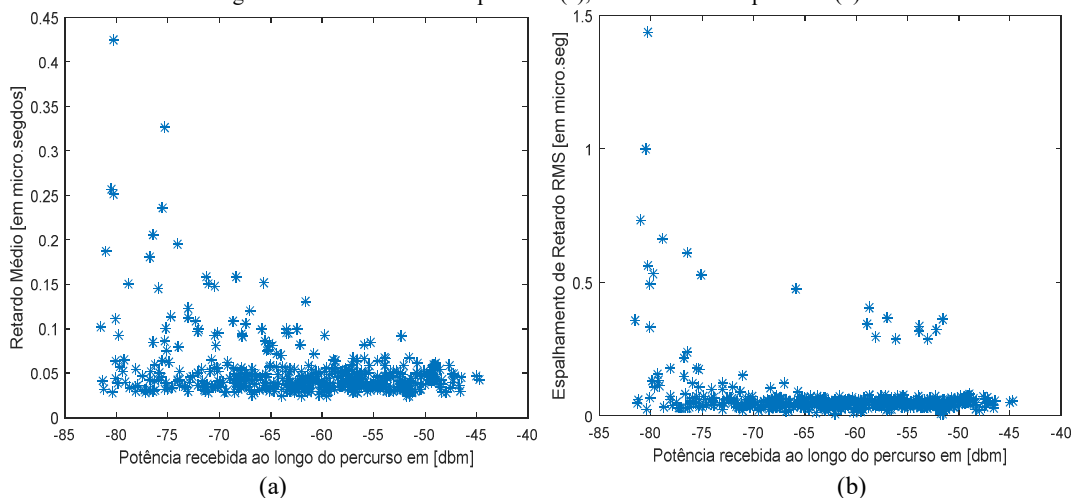
Figura 43: Retardo médio vs Distância (a), Espalhamento RMS vs Distância (b).



Fonte: Própria

Outra averiguação realizada foi observar o comportamento do retardo médio e do espalhamento de retardo RMS em função da potência recebida ao longo do trajeto. E pela análise da Figura 44 (a), sugere-se que há um comportamento do retardo médio em função da potência ao longo do trajeto. O gráfico mostra que para as potências menores o retardo médio parece ser maior quando comparado com os retardos que estão associados às potências maiores. É importante salientar, que mesmo observado este tipo de comportamento, sua validação carece de mais estudos para confirmar se esse comportamento se apresentaria em outros locais com características semelhantes à desse trabalho.

Figura 44: Retardo médio vs potência (a), Retardo RMS vs potência (b).



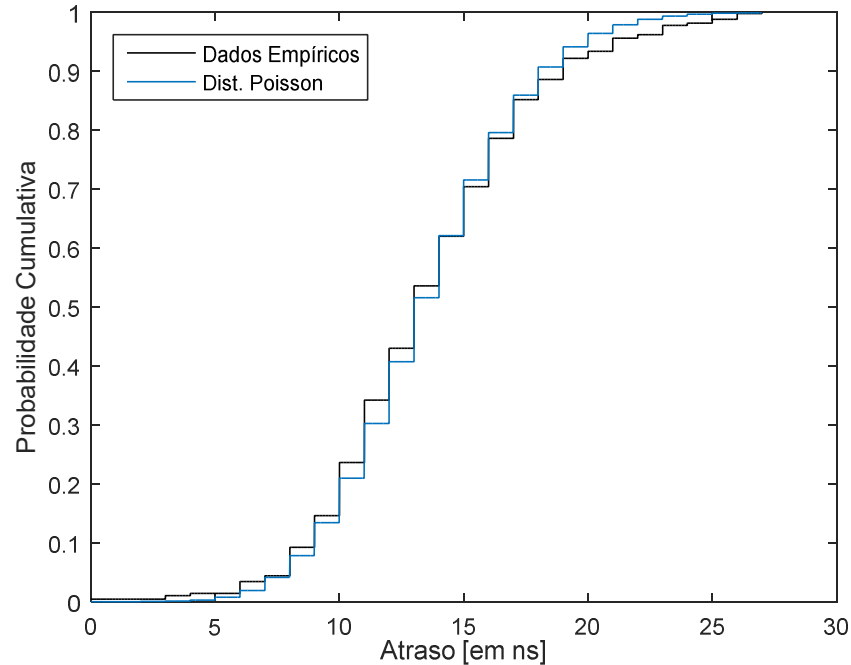
Fonte: Própria

Da análise da Figura 44 (b), pode-se observar que entre as potências -85 a -70 dBm, o gráfico parece sugerir que quando as potências são menores os retardos RMS são maiores e quando as potências estão crescendo o valor do retardo RMS tende a diminuir, com exceção, de alguns dos retardos entre -60 e -52 dBm. No entanto, no geral, parece que o retardo RMS versus potência recebida ao longo do trajeto não possuem relação entre si.

Uma análise bastante importante também feita é aquela que usufrui da teoria de distribuição cumulativa, lá da teoria de Processos Estocásticos, para prever com qual distribuição os dados empíricos, coletados do canal, tem maior aderência. É importante esse tipo de análise porque como é sabido, as distribuições têm características singulares. Vincular, portanto, os dados empíricos a uma determinada distribuição, será fundamental para entender como o canal em estudo se comporta em termo de distribuição cumulativa e quais métodos empregar para vencer as inúmeras dificuldades que ele impõe ao sinal propagado.

Dito isso, a Figura 45, apresenta a distribuição cumulativa dos números de componentes de multipercurso da região em estudo. E observa-se que o comportamento de chegada dos componentes de multipercurso tende a se moldar à distribuição cumulativa de Poisson conforme já demonstrado por [71]. Significa dizer que a probabilidade de chegada média dos multipercursos em determinado intervalo, no receptor obedece à distribuição de Poisson.

Figura 45: Distribuição Cumulativa dos N° de Componentes de Multipercurso do Campus da PUC-RJ.



Fonte: Própria

As análises das Figuras 46 e 47 perpassa pelo teste de hipóteses não-paramétrico² mais especificamente pelo teste de Kolmogorov-Smirnov, o qual é muito empregado para determinar o grau de semelhança entre uma distribuição em hipótese e uma distribuição de probabilidade referência.

De forma bem geral, tem-se uma hipótese (H), que no caso específico deste trabalho, são as probabilidades cumulativas tanto dos retardos RMS quanto das amplitudes dos multipercursos válidos, geradas pelas amostras empíricas coletas na sondagem do canal. E essa hipótese (H) necessita passar por um teste de comparação com uma probabilidade cumulativa de referência para verificar sua aderência ou não a essa probabilidade cumulativa referencial. Para tal, existem duas maneiras de se chegar a resposta pelo método de Kolmogorov-Smirnov [72, 73].

² Acontece quando outras situações são objetos de testes distintos de situações que envolvam parâmetros populacionais [72].

- I- Se ao comparar as duas probabilidades cumulativas e a resposta for $H = 0$, significa modelo adequado, isso quer dizer, que a probabilidade cumulativa em hipótese tem grau de semelhança com a probabilidade cumulativa de referência. No entanto, se $H=1$, modelo não adequado e, portanto, hipótese rejeitada.
- II- A outra maneira, é comparar a variável de teste (V.T) com o valor crítico dado em função do nível de significância (α). Em geral os valores *default* de α são 5% e 1%. Então se o valor da V.T for menor que o valor crítico em função de α , aceita-se a hipótese nula, ou seja, tem grau de semelhança. Caso contrário, rejeita-se a hipótese nula ($H=0$)

Depois desse adendo, e analisando a Figura 46, observou-se que ao fazer o teste de aderência com probabilidade cumulativa em hipóteses, verificou-se que o valor de H foi igual a 1 ($H=1$), para todas as probabilidades cumulativas tidas como referência. Dessa forma, permitindo concluir que a probabilidade cumulativa dos retardos RMS do canal em estudo não segue nenhum comportamento das probabilidades cumulativas conhecidas citadas na Figura 46.

Figura 46: Distribuição Cumulativa dos Retardos RMS do Campus PUC-RJ.

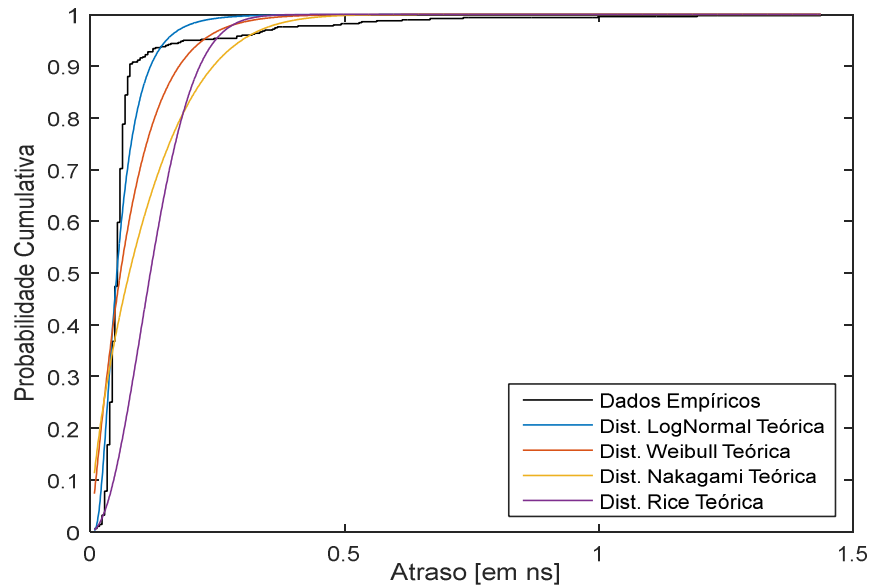
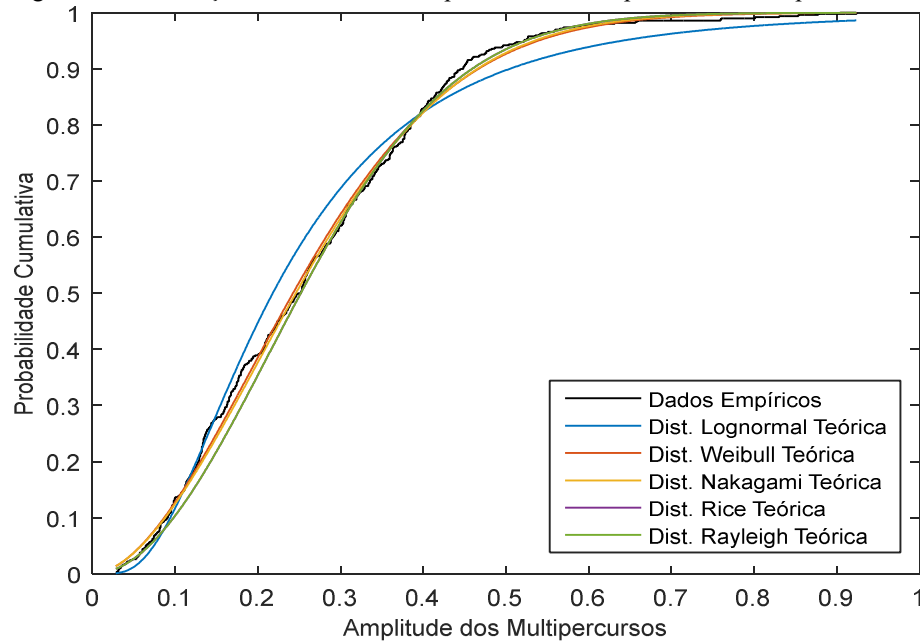


Figura 47: Distribuição Cumulativa das amplitudes dos multipercurso no Campus-PUC-RJ.



A análise da Figura 47, apresentou resultado distinto da Figura 46, visto que a distribuição cumulativa em hipóteses quando comparada com as probabilidades cumulativas de referência, retornou o valor $H=0$, indicando que a distribuição cumulativa das amplitudes dos multipercursos tem aderência a todas as distribuições cumulativas de referência. No entanto, ao utilizar o segundo critério, anteriormente comentado, certificou-se que a distribuição cumulativa das amplitudes dos multipercursos teve melhor aderência à distribuição de Rayleigh cujo parâmetros estão expostos no Quadro 15.

Quadro 15: Valores dos parâmetros das distribuições de probabilidade das amplitudes das componentes de multipercurso da rota.

Análise das Curvas de Distribuição de Probabilidade Cumulativa das Amplitudes dos Multipercursos (Figura 42)										
Parâmetros	Lognormal		Weibull		Nakagami		Rice		Rayleigh	
	μ	-1.5234	λ	0.2961	m	0.8930	s	0.0029	σ	0.2139
	σ	0.6548	α	1.8332	Ω	0.0915	σ	0.2139		

Fonte: Própria

8 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou resultados da caracterização do canal rádio móvel na frequência 2,5 GHz utilizando um sinal de teste OFDM de 20 MHz a partir de medições realizadas em novembro de 2017 no Campus da PUC-RJ, região marcada pela forte presença de vegetação. Os dados “brutos” experimentais coletados no local através da sonda de multiportadora OFDM depois de pós-processados, geraram os perfis de retardo de potência os quais precisaram passar pela filtragem da técnica CFAR, para identificação dos multipercursos válidos da região em análise.

As distâncias percorridas entre transmissor e receptor tiveram um máximo aproximadamente de 109, 62 m. A média geral do retardo médio ($0,0520 \mu\text{s}$) permaneceu próximo dos valores do retardo médio encontrados no decorrer da rota, confirmando, que os perfis de retardo de potência obtidos ao longo da rota foram gerados em condições razoáveis de estacionariedade, ratificando o que se observou na teoria exposta no capítulo 3.

Os valores do retardo médio excedido e do espalhamento de retardo RMS encontrados foram $0,0520 \mu\text{s}$ e $0,0733 \mu\text{s}$ respectivamente, os quais, servem de base para outros resultados centrais, considerados parâmetros de projetos.

Também foi constatado depois das análises dos dados os seguintes pontos:

- A distribuição cumulativa dos números de componentes de multipercurso segue a distribuição de Poisson. Mesmo resultado encontrado para ambientes urbano e semi-urbano [24];
- A largura de banda de coerência apresentou uma relação inversamente proporcional ao espalhamento de retardo RMS, corroborando com estudos anteriores [11, 70] na mesma região;
- Foi feito o teste de hipóteses na distribuição cumulativa dos valores de espalhamento de retardo RMS do perfil de retardo de potência para averiguar sua aderência às distribuições listadas na Figura 46. Notou-se que os

dados empíricos obtidos não se ajustaram a nenhuma das distribuições de referências;

- O teste de hipóteses foi realizado na distribuição cumulativa dos valores das amplitudes dos multipercursos e se constatou que a melhor aderência ocorreu com a distribuição de Rayleigh. Ou seja, o comportamento da distribuição cumulativa dos valores das amplitudes dos multipercursos, gerados pelos dados empíricos segue o comportamento da distribuição de Rayleigh;
- Os resultados obtidos dos valores de retardo médio e de espalhamento de retardo RMS foram comparados com outros trabalhos [12, 69], conforme Tabela 14. E, verificou-se, feitas as devidas ressalvas já expostas anteriormente, que os valores encontrados para o espalhamento de retardo RMS ficou bem próximo dos resultados encontrados nos referidos trabalhos citados.

Apesar de outros estudos terem sido feitos na mesma região [12, 74], ressalta-se a importância desse trabalho, pois o mesmo foi realizado com outros parâmetros de entrada de sistema, distintos dos trabalhos já citados, tais como, faixa de frequência, sensibilidade da sonda, altura das antenas de transmissão e recepção, técnicas de sondagens, largura de banda do sinal teste, dentre outros. Também, algumas análises foram feitas as quais estavam ausentes nos demais trabalhos, como as análises do teste de hipóteses para verificar a aderência das distribuições cumulativas, geradas a partir dos dados empíricos, do retardo RMS e das amplitudes dos multipercursos.

SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Como sugestões para trabalhos futuros tem-se:

- Realizar medições na mesma região na frequência 3,5 GHz, faixa de frequência provável para o 5G no Brasil;
- Realizar medições na mesma região na frequência 2,5 GHz, variando apenas as alturas do transmissor e receptor e verificar se a altura das antenas influenciam de forma contundente no comportamento da dispersão temporal do canal.
- Realizar medições em diferentes estações do ano na mesma região para observar se há muita variação no comportamento do sinal de uma estação para outra;
- Realizar medições em outros locais com predominância de vegetação e com a mesma configuração de *setup*, e comparar os resultados.
- Fazer todas as sugestões anteriores, mas agora utilizando técnicas de limpeza de perfil de retardo diferente da CFAR e comparar resultados.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J.D. Parsons. **Sounding techniques for wideband mobile radio channels**: review. VOL.138, No, 5, October 1991.
- [2] RAPPAPORT, Theodore. **Comunicações sem fio**: princípio e prática 2.ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, p.96, 2009.
- [3] SILVA, Rogerio Moreira Lima. **Caracterização de Canal em 3,5 GHz Usando Técnicas de Sondagem STDCC e OFDM**. Tese (doutorado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2011, 125 f. Rio de Janeiro, RJ, 2011.
- [4] FERREIRA, Carlos Eduardo Salles. **Comparação entre métodos de sondagem do canal rádio móvel em banda larga na presença de imperfeições nas sondas**. 2013, 347 f. Tese (doutorado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013, Rio de Janeiro, RJ, 2013. Disponível em: < http://www.dbd.puc-rio.br/pergamum/tesesabertas/0821494_2013_completo.pdf >. Acesso em: 02.abr.2018.
- [5] SILVA, Marcelo Ferreira. **Técnicas de Estimação de Canal para Sistemas OFDM em Canais HF baseado no Arranjo COMB-TYPE de Suportadoras Piloto**. 2012, Dissertação (mestrado) – UFRJ/ COPPE/ Programa de Engenharia Elétrica, 2012. Disponível < <http://www.pee.ufrj.br/index.php/en/producoes-academica/dissertacoes-de-mestrado/2012-1/2012101701-2012101701/file> >. Acesso em: 02. abr.2018.
- [6] ANDERSEN, Jørgen Bach. **Radio Channel Characterisation**. Disponível em: < <http://ie.fing.edu.uy/~flarroca/papers/Cost231/Chapter2.pdf> >. Acesso em: 10. Abr.2018.
- [7] ELDOWEK, Basim Mohammed, et al. **Second-Order Statistics Channel Model for 5G Millimeter-Wave Mobile Communications**. October 2017
- [8] JR. George R. MacCartney, RAPPAPORT, Theodore S. **73 GHz Millimeter Wave Propagation Measurements for Outdoor Urban Mobile and Backhaul Communications in New York City**. IEEE ICC 2014.
- [9] JR. George R. MacCartney, et al. **Path Loss Models for 5G Millimeter Wave Propagation Channels in Urban Microcells**. Globecom 2013.
- [10] ROLDÃO, João Eduardo Sebastião Gonçalves. **Caracterização Bidimensional de um Canal Rádio Wimax**. 2009. Dissertação (mestrado)-Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Departamento de Engenharia de Electrónica e Telecomunicações e de Computadores. Disponível em: < <https://repositorio.ipl.pt/bitstream/10400.21/2946/1/Disserta%C3%A7%C3%A3o.PDF> >. Acesso em: 10. Abr.2018.
- [11] MATOS, Leni. Time and Frequency Dispersion Parameters Measurements at 1.88 GHz in a Vegetated Channel.
- [12] MATOS, Leni Joaquim de. **Influência na dispersão dos sinais rádio-móveis**. 2005. 215 f. Tese (doutorado) -Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2005 Rio de Janeiro, RJ, 2005.

- [13] NEVES, F.F, et. **Wideband Characterization of the Mobile Radio Signal in a Vegetated Environment**. December 2009.
- [14] SILVEIR, Sérgio Amadeu da. **Acesso, Disponibilidade e Desempenho das Praças Digitais**.
- [15] PEREIRA Sivaldo, BIONDI, Antonio. Caminhos para a universalização da internet banda larga: experiências internacionais e desafios brasileiros. 1.Ed.-São Paulo: Inter-vozes, 2012, 404p.
- [16] George R. MacCartney, Jr., Student Member, IEEE, and Theodore S. Rappaport, Fellow, IEEE. **A Flexible Millimeter-Wave Channel Sounder With Absolute Timing**.
- [17] Theodore S. Rappaport, *Fellow, IEEE*, George R. MacCartney, Jr., *Student Member, IEEE*, Mathew K. Samimi. **Wideband Millimeter-Wave Propagation Measurements and Channel Models for Future Wireless Communication System Design**. VOL. 63, NO. 9, SEPTEMBER 2015
- [18] ANDRÉS J. Campuzano et al. **Vehicular-to-Vehicular Channel Characterization and Measurement Results**. 2012. Disponível em: < http://www.iteam.upv.es/wp-content/uploads/pdf_articles/20.pdf>. Acesso em: 02. Abr.2018.
- [19] ASSIS, Mauro S. **INTRODUÇÃO À PROPAGAÇÃO DAS ONDAS RADIOELÉTRICAS**. Campina Grande, PB, Outubro 2012.
- [20] EISENCRAFT, Márcio. **Propagação de sinais**. p.89, 2004. Disponível em < <http://professor.ufabc.edu.br/marcio.eisencraft/Artigos/PropagacaodeSinais.pdf> >. Acesso em: 28 mar.2018.
- [21] CHANDRA, Aniruddha. **How to Combat Fading in Wireless Channels?**. J.U., 13th April, 2007. Disponível em: < https://www.academia.edu/1252709/How_to_Combat_Fading_in_Wireless_Channels >. Acesso em: 28 mar. 2018
- [22] HAYKIN, Simon; MOHER, Michael. **Sistemas modernos de comunicações wireless** 1 ed. Porto Alegre: Bookman, 2008.
- [23] GONÇALVES, Juliana. **Variabilidade do Sinal, Banda de Coerência e Espalhamento Temporal em Ambiente de Rádio Propagação Móvel em 3,5 GHz**. 2009. 143 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) -Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, RJ, 2009. Disponível em:< https://www.maxwell.vrac.puc-rio.br/Busca_etds.php?strSecao=resultado&nrSeq=15393@1>. Acesso em: 28 mar.2018.
- [24] SILVA, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva 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**. 2005, 202 f. Tese (doutorado) -Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013, Rio de Janeiro, RJ, 2013.
- [25] MAIA, Leonardo Luciano de Almeida. **Plataforma para Simulação e Análise de Mecanismos de Propagação em Canais Rádio Móveis Externos**. Dissertação (mestrado) – Engenharia de Telecomunicações Instituto Nacional de Telecomunicações –INATEL, 2017, Santa Rita do Sapucaí, 2017.

- [26] BARAN, Iuri Rodrigues. **EXPLORANDO A COERÊNCIA TEMPORAL E A COMUNICAÇÃO OPORTUNÍSTICA EM SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO MÓVEL MULTIUSUÁRIO**. 2006. 98 f. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2006. Florianópolis, SC, 2006.
- [27] RIBEIRO, Antônio Marcelo Oliveira. **CONTRIBUIÇÕES À CARACTERIZAÇÃO ESTATÍSTICA DO CANAL DE RÁDIO MÓVEL E ESTIMAÇÃO DE PARÂMETROS POR MÁXIMA VEROSSIMILHANÇA**. 2013, [s.n.]. Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, São Paulo, SP, 2013. Disponível em: < <http://taurus.unicamp.br/handle/REPOSIP/260749> >. Acesso em: 17 jun.2017.
- [28] BELLO, PHILIP A. Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels
- [29] Processos Estocásticos. Disponível em: < https://paginas.fe.up.pt/~imf/aulas_pest/uploads/imf_pest_16.pdf >. Acesso em: 10.abr.2018
- [30] GUIMARÃES, D. A. **Digital Transmission: A Simulation-Aided Introduction with VisSim/Comm**, 1st ed. Springer Publishing Company, Incorporated, 2010.
- [31] MOTA, Susana de Jesus. **Caracterização do Canal de Propagação Direcional em Banda Larga para Sistemas Rádio Móvel**. 2003. Dissertação (Mestrado) - Universidade de Aveiro. Aveiro, Av. 2003. Departamento de Engenharia Electrónica e Telecomunicações. Disponível em: <https://ria.ua.pt/bitstream/10773/4651/1/TeseMest_Final.pdf>. Acesso em: 10. abr. 2018
- [32] GUIMARÃES, Dayan Adionel, SCUDELER, Luís Antônio Ribeiro. **Caracterização de Canais sem Fio com Correlator Deslizante-Parte I: Fundamentos**.
- [33] DIAS, Maurício Henrique Costa. **Estimação das respostas do canal de propagação radio-móvel nos domínios especial e temporal: análise da supressão de ruído por decomposição *wavelet* como técnica complementar de processamento**. 2003. 260 f. Tese (doutorado) -Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2003 Rio de Janeiro, RJ, 2003.
- [34] BAIRROS, Thiago Alencar Moreira de. **Caracterização Espaciotemporal de Canais de Comunicação Sem Fio Utilizando Arranjo de Antenas**.
- [35] GOLDSMITH. A. **Wireless Communications**. Disponível em: <<http://web.cs.ucdavis.edu/~liu/289I/Material/book-goldsmith.pdf>>. Acesso em: 10.abr.2018.
- [36] GARCIA, Lucas Emerson dos Reis. **ANÁLISE DE DESEMPENHO DE UM SISTEMA OFDM EM UM CANAL COM EFEITO DOPPLER E PREFIXO CÍCLICO CURTO**. Dissertação (mestrado), Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Campinas, SP: [s.n], 2015.
- [37] DAVID, Rodrigo Pereira. **Técnica de Estimação de Canal Utilizando Símbolo Pilotos em Sistemas OFDM**. 2007, 132 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontificia Universidade Católica do Rio de Janeiro, RJ, 2007. Disponível em: <http://repositorios.inmetro.gov.br/bitstream/10926/1093/1/David_2007.pdf>. Acesso em: 10. abr. 2018.

- [38] TRENTIN, Ricardo Gonçalves. **Técnicas de Processamento MIMO-OFDM Aplicadas à Radiodifusão de Televisão Digital Terrestre**. 2006, 136 f. Dissertação (Mestrado) –Universidade Federal de Santa Catarina, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2006, Santa Catarina, SC, 2006. Disponível em < <https://repositorio.ufsc.br/handle/123456789/88673> >. Acesso em: 10. abr. 2018
- [39] SANTOS, Diego Pinto dos. **Sincronismo de Tempo e Frequência em Receptores OFDM**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, RS, 2012. Disponível em < <http://repositorio.pucrs.br/dspace/handle/10923/3153> >. Acesso em: 11.mar.2017.
- [40] AQUINO, Guilherme Pedro; MENDES, Luciano Leonel. **Comparação entre Técnicas de Redução da PAPR em Sinais OFDM**. Curitiba, PR, 02-05 de outubro. 2011. Disponível em: < https://www.researchgate.net/publication/236974652_Comparacao_entre_Tecnicas_de_Reducacao_da_PAPR_em_Sinais_OFDM >. Acesso em: 11.mar.2017.
- [41] ROHDE, SCHWARZ. **WiMAX General information about the standard 802.16**. Disponível em: < https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ma96/1MA96_0E_WiMAX.pdf >. Acesso em: 18.mai. 2018.
- [42] JUNIOR, Rogério Pereira. **Estudo da estimação de canal para sistemas OFDM baseado no arranjo comb-type**. Disponível em: < https://wiki.sj.ifsc.edu.br/wiki/images/0/0b/TCC_Rog%C3%A9rio_Pereira_Junior.pdf >. Acesso em: 18.mai.2018.
- [43] BACKX, Fabian David. **Estimação de Canal e Detecção Cega de Sinais em Sistemas de Transmissão OFDM**. 2009. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica)-Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro. 2009
- [44] DUARTE, Ruben Miguel Lages. **ANÁLISE DO DESEMPENHO DE SISTEMAS DE TRANSMISSÃO RÁDIO SOBRE FIBRA**. Dissertação de Mestrado, Universidade de Coimbra, Portugal, Fevereiro de 2016.
- [45] Li, G.Y.; STUBER, G.L. **Orthogonal Frequency Division Multiplexing for Wireless Communications**, Ed Springer, 1ª ed. Cap.2-pg. 19-20, 2006.
- [46] MARTINS, Emerson Pestana, **Caracterização do Canal de Radiopropagação em Banda Larga nas Faixas 2,5 e 3,5 GHz**. 2013, 113 f. Dissertação (mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013, Rio de Janeiro, RJ, 2013. Disponível em: < http://www.dbd.puc-rio.br/pergamum/tesesabertas/1012112_2013_completo.pdf >. Acesso em: 10. abr. 2018.
- [47] TALLEY. **RM-WLF-1C-BLK-12**. Disponível em: < <https://www.talleycom.com/viewProduct?rlProdNum=MMKRM-WLF-1C-BLK-12> > Acesso em: 18. mai. 2018.
- [48] MARK, Mobile. Disponível em: < <https://www.talleycom.com/images/pdf/MMKRM-WLF.pdf> >. Acesso em: 18. mai. 2018.
- [49] ANRITSU CORPORATION. **MG 3700 A Vector Signal Generator Operation Manual**. Disponível em: < https://dl.cdn-anritsu.com/en-au/test-measurement/files/Manuals/Operation-Manual/MG3700A_main_opm_e_19_0.pdf >. Acesso em: 18.mai. 2018.

- [50] BARRETO, Eduardo Paes. **Caracterização da Perda de Propagação em Região Urbana nas faixas de 2,5 GHz e 3,5 GHz**. 2013. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, RJ, 2013.
- [51] ANRITSU CORPORATION. **Signal Analyzer Operation Manual**. Disponível em: < https://dl.cdn-anritsu.com/en-au/test-measurement/files/Manuals/Operation-Manual/MS269xA/MS269xA_Mainframe_Operation_Manual_e_46_0.pdf >. Acesso em: 18.mai. 2018.
- [52] WENTEQ Microware Corp. **Broad Band Low Noise Amplifier ABL0800-12-3315**. < <http://www.wenteq.com/Amplifier-PDF/ABL0800-12-3315.pdf> >. Acesso em: 30. abr. 2018.
- [53] GARMIN. **GPSMAP62**. Disponível em: < <https://buy.garmin.com/pt-BR/BR/p/63800> >. Acesso em: 30. abr. 2018.
- [54] RON, C.V.R. **Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na faixa de 3,5GHz em Ambiente Urbano**, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Setembro de 2009.
- [55] FLEURY, Bernard H., DAHLHAUS, Dirk. **Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environments Using the SAGE Algorithm**. VOL. 17, NO. 3, MARCH 1999
- [56] BARROS, Fabrício José Brito. **Medidas e Análise da Dispersão Temporal do Canal de Propagação UWB Indoor em Vários Tipos de Ambientes**. 2005. 123 f. Dissertação (mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, Rio de Janeiro, RJ, 2005.
- [57] MATOS, Leni J., MARINHO, Bianca S. **A COMPARISON OF THE DELAY SPREAD OBTAINED WITH DIFFERENT POWER DELAY PROFILES DE-NOISING TECHNIQUES**.
- [58] RITA, Isaac Newton Ferreira Santa. **Comparação das Técnicas CLEAN e CFAR para a Análise dos Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio Móvel na Faixa de 2.5 GHz**. 2013, 92 f. Dissertação (mestrado) -Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013, Rio de Janeiro, RJ, 2013. Disponível em < http://www2.dbd.puc-rio.br/pergamum/tesesabertas/0921406_2013_completo.pdf > . Acesso em: 24. Jun.2018.
- [59] BRAZ, João A.C, GONZALEZ, Pedro V. **Power Delay Profile Filtering Techniques for Indoor Radio Channel Characterization**.
- [60] **False Alarm Rate**. Disponível em: < <http://www.radartutorial.eu/01.basics/False%20Alarm%20Rate.en.html> >. Acesso em: 10. nov. 2018.
- [61] JALIL, Ahsan, YOUSAF, Hassan. **ANALYSIS OF CFAR TECHNIQUES**. Disponível em: < <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/7429949> >. Acesso em: 10. nov. 2018.
- [62] CASTELLANOS. Pedro Vladimir Gonzalez. **Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga na Faixa UHF para Aplicações de TV Digital**. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro 2008.

- [63] Parsons, J.D. The Mobile Radio Propagation Channel, 2 ed. New York: John Wiley and Sons LTD, 2000.
- [64] FILHO, Renato Baldini. **Canais de Comunicações e Modelos**. Disponível em: < <http://www.decom.fee.unicamp.br/~baldini/SIMULACAO/Cap9.pdf> >. Acesso em: 10. dez. 2018.
- [65] Attenuation in vegetation, Recommendation ITU-R P.833-9, 2016.
- [66] HASHIM, M.H, STAVROU, S. **Dynamic Impact Characterization of Vegetation Movements on Radiowave Propagation in Controlled Environment**. VOL.2, 2003
- [67] BELLO, Julio Cesar R. Dal, et al. **Theoretical Analysis and Measurement Results of Vegetation Effects on Path Loss for Mobile Cellular Communication Systems**. VOL 49, NO. 4, JULY 2000.
- [68] GHORAISHI, Mir, et al. **Analysis of Mobile Radio Wave Dispersion Through Vegetation**. 6th, EUCAP.
- [69] OESTGES, Claude, et al. **Radio Channel Characterization for Moderate Antenna Heights in Forest Areas**. vol. 58, NO.8, October, 2009.
- [70] NEVES, F.F, et. **Wideband Characterization of the Mobile Radio Signal in a Vegetated Environment**. December 2009.
- [71] TURIN. G. et al. **A statistical modelo of urban multipath propagation**. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v.21, p. 1-9, fev. 1972.
- [72] VIALI, Lorí. **Teste de Hipóteses Não Paramétricos**. Disponível em: < <http://www.pucrs.br/ciencias/viali/graduacao/producao/inferencia/material/laminaspi/THNPar1.pdf> >. Acesso em: 02 de fev. 2019.
- [73] KOLMOGOROV-Smirnov Goodness-of-Fit Test. Disponível em: < <https://www.itl.nist.gov/div898/handbook/eda/section3/eda35g.htm> >. Acesso em: 02 de fev. 2019.
- [74] NEVES, Frederico Fernandes. **Caracterização do Canal Radio Móvel em um Ambiente de Vegetação**. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) – Universidade Federal Fluminense, 2009. Niterói, RJ: [s.n], 2009. 179 f.

ANEXO A

Especificação de Equipamentos

DataSheet Antena Transmissora e Receptora para a faixa de 2.5 GHz

Product Specifications



You Connect the World. We Make it Easy.

MOBILE MARK
 COMMUNICATION ANTENNAS



RM-WLF Series



MMF3-700 series



MGRM-WLF Series

700 MHz Surface, Mag-mount & Glass Mount

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

Mobile Mark propels into the new 700 MHz nationwide spectrum with an exciting array of mobile antennas. With this new line, your deployments can begin immediately.

The RM-WLF wideband Series antenna is available in black radome (white optional). These are 3 dBi gain broadband antennas. A ground plane is recommended for best performance. These antennas will operate over the entire 694-894 MHz spectrum, along with 1.7 - 2.7 GHz high frequency spectrum. With these antennas, you can provide operation on 700, as well as other complimentary technologies such as GSM, WiFi or WiMAX. The RM-WLF require a 5/8" hole (16 mm) for mounting and are outfitted with a gasket for weather sealing. Standard cable supplied is 1 foot of RG-58 (305 mm) and SMA connector standard, other configurations are available.

A magnetic mount version is available in MGRM-WLF. This model provides all the same performance as the RM-WLF, with a powerful magnet for less permanent installations. Cable provided standard with MGRM Mag mount is 10 ft of RG-58 with SMA.

For glass mounting, Mobile Mark's MMF3-700 antennas can provided nearly identical 700 band performance as the stud mount antenna. Providing no-hole installation, setup is speedy. This model has two mounting/transfer plates that attach to the inside/outside. They attach using field proven 3M VHB double sided tape. The short flexible whip on the MMF is fixed in vertical position and never needs to be removed, they are car wash proof. The standard cable is 15 ft of RG-58 with SMA connectors.

Model Number		
Model	Frequency	Description
MMF3-700	694-960 MHz	Glass Mount
RM-WLF-1C	694-894 MHz & 1.7 - 2.7 GHz	Body Mount (5/8"stud)
MGRM-WLF	694-894 MHz & 1.7 - 2.7 GHz	Mag Mount

Other connector & cable configurations available, please consult your sales representative for details.

Specifications			
Frequency:	See above	Case Material:	RM, MGRM: ASA; MM3: ABS
Gain:	3 dBi peak gain	RM Stud Depth:	Mount to 1/2" metal (12.7 mm)
VSWR:	2:1 max over range	Operating Temp:	-40° to +85° C
Nominal Impedance:	50 ohms	Hardware Supplied:	
Maximum Power:		RM Stud Mount	Locknut and gasket
RM & MGRM	35 Watts	MMF Glass Mount	3M VHB tape
MMF	10 watts	Cable:	
Antenna Size/Mount:		RM-WLF-1C	1 ft RG-58 (305 mm)
RM Series	1.75"D x 3"H, 5/8" hole required (45 mm x 76 mm, 16 mm hole)	MGRM Mag	10 ft RG-58 (3 meters)
MGRM Mag	2.65" base diameter x 3.62" high (67 mm x 92 mm)	MMF3-700	15ft RG-58 (4.5 meters)
MMF3-700	2" dia. Mount, 3.75"L Whips (51 mm dia, 95 mm)	Connector:	SMA Plug (Male)
		Shock & Vibration:	
		RM & MGRM	EN 61373, IEEE 1478, MIL 810G TIA-329.2-C
		Water Ingress:	RM:IPx7, MGRM:IPx5

800.949.7079

order online today at www.talley.com

DataSheet LNA de recepção para faixa de 2.5 GHz



BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

Features:

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

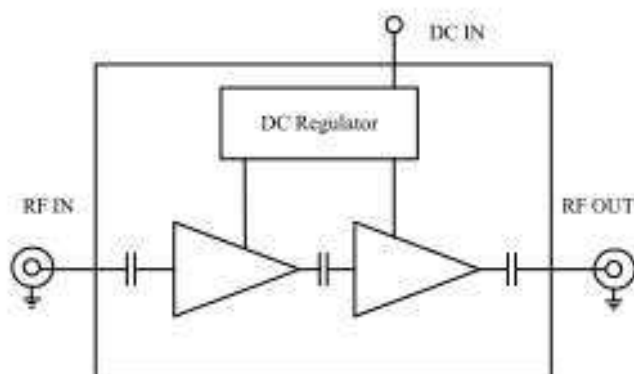
Electrical Specifications

Parameters	Units	Specifications		
		Minimum	Typical	Maximum
Frequency Range	GHz	1.0		8.0
Small-Signal Gain @25°C	dB	30.0	33.0	36.0
Noise Figure @25°C	dB		1.5	2.0
1-dB Compression Point	dBm	+13.0	+16.0	
Output IP3	dBm	+22.0	+26.0	
Gain flatness	dB		+/-1.5	+/-2.0
Gain Variation	dB		+/-1.5	
Input VSWR			1.8:1	2.2:1
Output VSWR			1.8:1	2.2:1
Reverse Isolation	dB	45.0	51.0	
Non-Harmonic Spurious	dBc			-60.0
Operating Temperature	°C	-40		+85
Survival Temperature	°C	-55		+125
DC Voltage	V	+8.0		+12.0
DC Supply Current	mA	100 mA	120 mA	140 mA
In/Out connectors		SMA Female		
Size	inches	1.57x1.07x0.47		

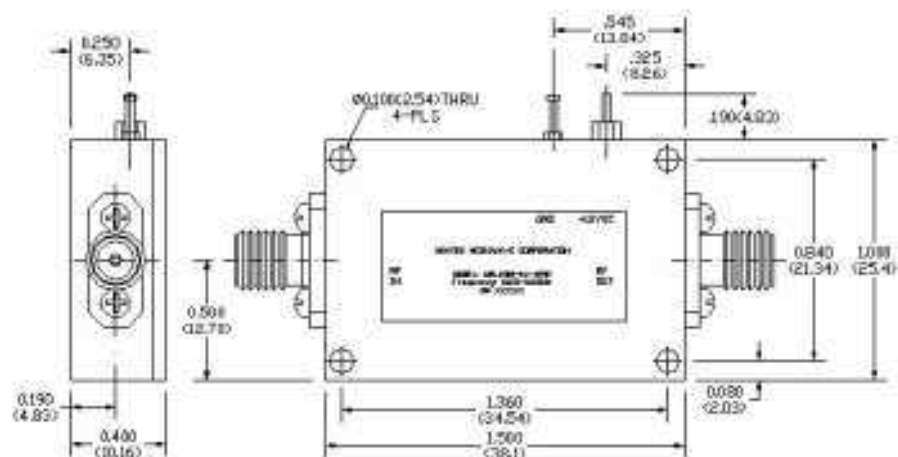


BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

Functional Diagram



Mechanical Structure:



Note: All units in inches.

Absolute Maximum Ratings

DC Voltage	+15V
RF Input Power	0 dBm
Storage Temperature	-55 to +125°C
Operating Temperature	-40 to +75°C

1070 Hamilton Road, Suite A, Duarte, CA 91010
Phone: (626) 305-6666, Fax: (626) 602-3101, sales@wenteq.com, www.wenteq.com