

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
ESCOLA DE ENGENHARIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

ANÁLISE DA DISPERSÃO TEMPORAL E NA FREQUÊNCIA DOS SINAIS OFDM
RECEBIDOS, EM ALTA MOBILIDADE, NAS FAIXAS DE 2,5 E 5,8 GHZ EM
AMBIENTE URBANO

FABIANO CARVALHO DOS SANTOS ASSUMPÇÃO

NITERÓI

2015

FABIANO CARVALHO DOS SANTOS ASSUMPÇÃO

ANÁLISE DA DISPERSÃO TEMPORAL E NA FREQUÊNCIA DOS SINAIS OFDM
RECEBIDOS, EM ALTA MOBILIDADE, NAS FAIXAS DE 2,5 E 5,8 GHZ EM
AMBIENTE URBANO

Dissertação apresentada ao Curso de
Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da
Universidade Federal Fluminense, como requisito
parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de
Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Orientadora: Prof^a Leni Joaquim de Matos

Coorientador: Prof. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

NITERÓI

2015

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

A851 Assumpção, Fabiano Carvalho dos Santos

Análise da dispersão temporal e na frequência dos sinais OFDM recebidos, em alta mobilidade, nas faixadas de 2,5 e 5,8 GHz em ambiente urbano / Fabiano Carvalho dos Santos Assumpção. – Niterói, RJ : [s.n.], 2015.
107 f.

Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2015.

Orientadores: Leni Joaquim de Matos, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva.

1. Sistemas de comunicação móvel. 2. Propagação de sinais (Engenharia de telecomunicações). 3. Canal rádio móvel. I. Título.

CDD 621.38456

FABIANO CARVALHO DOS SANTOS ASSUMPÇÃO

ANÁLISE DA DISPERSÃO TEMPORAL E NA FREQUÊNCIA DOS SINAIS OFDM
RECEBIDOS, EM ALTA MOBILIDADE, NAS FAIXAS DE 2,5 E 5,8 GHZ EM
AMBIENTE URBANO

Dissertação apresentada ao Curso de
Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da
Universidade Federal Fluminense, como requisito
parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de
Concentração: Sistemas de Telecomunicações.

Aprovado em _____ de _____ de 2015.

BANCA EXAMINADORA

Prof^a D^{ra} Leni Joaquim de Matos – Orientadora
Universidade Federal Fluminense

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

Prof. Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos
Universidade Federal Fluminense

Prof. Dr. Gláucio Lima Siqueira
Pontifícia Universidade Católica – PUC-RJ

AGRADECIMENTOS

Devo infinitos agradecimentos aos meus pais que sempre me deram todo o suporte necessário para prosseguir firme nos estudos.

A Roberta meu grande amor, minha amiga, minha namorada e minha esposa, agradeço por todo incentivo e apoio, durante esta jornada do Mestrado.

Ao professor Dr. Leonardo que se dispôs a contribuir para realização deste trabalho e aos professores do CETUC PUC-Rio que, gentilmente, emprestaram equipamentos que permitiram a realização da campanha de medições.

Aos colegas de curso Elidiane Mirella, Paula Pinna, Pedro Eugênio, Rafael Perrone, ao Dr. Wilyam David e ao Dr. Pedro Castellanos que muito contribuíram na realização das medições em campo. Agradeço a disponibilidade e ajuda para que esse trabalho pudesse ser realizado.

À professora Dr.^a Leni, por ter me orientado e me guiado na elaboração deste trabalho. Obrigado pela paciência, pela confiança e apoio, muito obrigado. Você, sem dúvida alguma, é uma referência de profissional para mim.

RESUMO

Com a crescente evolução tecnológica, os sistemas celulares experimentaram um crescimento acelerado ao longo dos últimos 20 anos, assim evoluíram para sistemas com alta flexibilidade, segurança, mobilidade, velocidade de conexão, convergência de serviços, entre outros aspectos. Ao desenvolver novas tecnologias foi possível reduzir o custo de diversos produtos, além disso, o lançamento de aplicativos, *softwares* e redes sociais permitiram a popularização do uso de computadores e dispositivos móveis.

O trabalho ora apresentado tem como foco o estudo do funcionamento e das características, mais significativas, do sinal celular de 4^a geração, a caracterização dos parâmetros do canal rádio móvel em banda larga e o cancelamento de interferências. Trata-se de uma pesquisa realizada na evolução dos sistemas celulares e simulações com dados obtidos de medições em ambiente urbano. Por meio das simulações, buscou-se apresentar os principais parâmetros da caracterização em banda larga do canal rádio móvel em questão e aplicar uma técnica que propõe reduzir as interferências causadas pelo desvio Doppler.

A fim de atender esses objetivos foi planejado realizar medições, de forma que os dados sondados sofressem influência de desvio Doppler alto, assim, o local da sondagem foi definido para permitir locomoção em alta velocidade, durante toda a sondagem. Para atender este requisito foi escolhido realizar medições ao longo da linha amarela. Já para a portadora do sinal transmitido, foram estabelecidas 2,5 GHz e 5,8 GHz, que são respectivamente, a frequência de operação do sistema de 4^a geração e uma frequência característica de uso livre, utilizada para comparar os resultados da técnica de cancelamento para desvios Doppler maiores.

A partir dos dados capturados na sondagem, foi realizada a caracterização dos parâmetros de banda larga do canal rádio móvel pelo qual o sinal propagou e, em seguida, aplicou-se aos dados obtidos em campo, uma técnica utilizada apenas em simulações, que estima a resposta do canal baseado no desvio Doppler e também faz uma correção das portadoras do sinal recebido relativo aos desvios Doppler sofridos.

Desta forma, pretende-se apresentar resultados que possam ajudar na implantação e planejamento de redes móveis celulares para este tipo de ambiente, tendo como meta atender unidades móveis com alta velocidade.

Palavras-Chave: LTE; Propagação em regiões urbanas; Comunicações sem fio; OFDM; Canal Rádio Móvel; Espalhamento de Retardo.

ABSTRACT

With the uprise of the technological evolution, cell phone systems have experienced a quickened development over the last 20 years, having thus evolved to high flexibility systems, with higher levels of security, mobility, connection speed, convergence of services, among other things. While developing new technologies it was possible to reduce the costs of several products, moreover, the launch of applications, softwares and social networks allowed the popularization of the use of computers and mobile devices.

The paper presented here focus on the study of the operation and characteristics, the more significant ones, of the fourth generation cell phone signal, broadband mobile radio channel characterization parameters and interference cancellation. This research focus on the development of cell phone systems with the assistance of simulations with the data retrieved from measurements on the urban environment. There was an effort to present the main parameters of broadband mobile radio channel characterization in question through simulations and to apply a technique that proposes to reduce the interference caused by the Doppler shift.

In order to accomplish these goals, the arrangement of the measuring process was set in a way that would allow the data collected to suffer the influence of a higher Doppler shift, thus the probing location was established in order to allow high-speed locomotion throughout the data collection. In order to accomplish this requirement the measurements were took alongside *Linha Amarela*. For the carrier frequency of the transmitted signal it was established 2,5 GHz and 5,8 GHz, which are, respectively, the fourth generation system operational frequency and a characteristic free-use frequency band used to observe even higher Doppler shifts.

Through the data gathered during the sampling it was possible to determine the broadband mobile radio channel characterization parameters through which the signal was propagated. In addition, a technique used only in simulations was applied, afterwards, to the data obtained on the field calculating the channel's response based on the Doppler shift and correcting the received carrier signal related to the Doppler shifts it had undergone.

This way, the intention of this paper is to present the results that can aid the implementation and planning of cell phone mobile networks for this type of environment, aiming towards tending to mobile units with high-speed mobility.

Keywords: LTE; Propagation in urban areas; Wireless communication; OFDM; Mobile radio channel; Delay spread.

SUMÁRIO

1.	Introdução	1
1.1.	Histórico da Tecnologia celular	3
1.2.	Motivação e Objetivo da Dissertação	6
1.3.	Apresentação do Trabalho	6
2.	Aspectos relevantes das novas gerações de comunicações	8
2.1.	<i>Long Term Evolution</i> – LTE	8
2.2.	Tecnologia de Multiportadoras	10
2.2.1.	Funcionamento do OFDM	11
2.2.2.	OFDMA - <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>	16
2.3.	Sistemas de Múltiplas Antenas (MIMO)	18
2.4.	Rede comutada por pacotes	21
3.	Canal Rádio Móvel	22
3.1.	Introdução	22
3.2.	Parâmetros do canal rádio móvel	25
3.3.	Caracterização do Canal Rádio Móvel	29
3.3.1.	Faixa Estreita	29
3.3.2.	Faixa Larga	30
3.4.	Técnicas de Sondagem	37
3.4.1.	Sondagem faixa estreita	37
3.4.2.	Sondagem faixa larga	38
4.	Técnica de Cancelamento de Interferências entre portadoras - CIP	41
4.1.	Funcionamento	41
5.	Descrição do Ambiente e Sistema de Medição	48
5.1.	Descrição do Ambiente	48
5.2.	Planejamento de cobertura para o ambiente	50
5.3.	Sistema de Transmissão	52
5.4.	Sistema de Recepção	53
5.5.	Características relevantes dos equipamentos	55
5.6.	Descrição do sinal de teste	62
5.7.	Descrição das Medições Realizadas	63
6.	Processamento dos dados, análise e resultados	69
6.1.	Considerações iniciais	69
6.2.	Determinação dos parâmetros de dispersão	73
6.3.	Aplicação da técnica CIP aos dados	86
7.	Conclusões	91
7.1.	Sugestões para trabalhos futuros	93
	Referências Bibliográficas	95
	APÊNDICE	99

LISTA DE FIGURAS

Figura 1: Órgãos de desenvolvimento de padronização que compõem o projeto 3GPP [6].....	5
Figura 2: Evolução dos Sistemas de Comunicação Celular.....	5
Figura 3 - Comparação da utilização do espectro usando FDM e OFDM.....	11
Figura 4 - Espectro do sinal com uma subportadora.	12
Figura 5 - Espectro do sinal com 4 subportadoras (S_1 , S_2 , S_3 e S_4).	12
Figura 6 - Divisão do fluxo de dados.	13
Figura 7 - Separação das portadoras tanto na frequência quanto no tempo.....	13
Figura 8 - Inserção do Prefixo Cíclico.....	14
Figura 9 - Modulação Adaptativa.	15
Figura 10 - Alocação de recursos no sistema OFDMA/TDMA.	16
Figura 11 - OFDMA x SC-FDMA.	17
Figura 12 - Eliminação dos desvanecimentos mais profundos.....	18
Figura 13 – Tipos de ganhos: (a) ganho em diversidade (SIMO) (b) ganho de conjunto (c) ganho de multiplexação espacial.....	19
Figura 14 - Modelo de sistema SISO, SIMO, MISO e MIMO.....	19
Figura 15 - Multipercursos gerados por reflexão, difração e espalhamento.	23
Figura 16 - Perdas de um sinal.	24
Figura 17 - Resposta ao impulso para um canal sob o efeito de multipercurso - $h(t, \tau)$	31
Figura 18 - Funções do sistema.	32
Figura 19 - Relação entre funções de autocorrelação do canal.....	33
Figura 20 - Relação entre as funções de correlação do canal.	36
Figura 21 - Ambiente de medições, visada da antena transmissora.....	49
Figura 22 – Localização da antena transmissora e linha amarela. (Fonte: <i>Google Earth</i>)	49
Figura 23 - Região do Lóbulo principal da antena de transmissão, com lóbulo de 90°	51
Figura 24 - Região do Lóbulo principal da antena de transmissão com lóbulo de 60°	52
Figura 25 - Sistema de transmissão.	53
Figura 26 - Sistema de Recepção.	54
Figura 27 - Antena de transmissão, para faixa de 2,5 GHz.	55
Figura 28 - Antena de Transmissão, para faixa de 5,8 GHz.....	55
Figura 29 - Diagrama de irradiação da antena OIW-5817P09V.....	56
Figura 30 - Antena de recepção, para faixa de 2,5 GHz.	56
Figura 31- Antena de recepção, para faixa de 5,8 GHz.....	57
Figura 32– Amplificador de potência, para faixa de 2,5 GHz.	58
Figura 33 - Amplificador de potência.....	58
Figura 34 - VSWR do amplificador.	58
Figura 35 - LNA para faixa de 2,5 GHz.	59
Figura 36 - VSWR do LNA.....	59
Figura 37 - LNA para faixa de 5,8 GHz.....	60
Figura 38 - Gerador Vetorial de Sinais, modelo MG3700A.....	60
Figura 39 - Analisador Vetorial de Sinais, modelo MS2692A.....	61
Figura 40 - GPS usado nas medições.	61
Figura 41 - Antenas de transmissão.....	65
Figura 42 - Sistema de transmissão de 2,5 GHz.....	65
Figura 43 - Sistema de transmissão de 5,8 GHz.....	65
Figura 44 - Unidade móvel.....	66
Figura 45 - Unidade móvel.....	67
Figura 46 – Trajeto realizado durante as medições.	69
Figura 47 - Rota percorrida – transmissão em 2,5 GHz.	70
Figura 48 - Separação dos percursos de ida e volta.....	71
Figura 49 - Distância entre unidade móvel e transmissor x sinais coletados, para 2,5 GHz.	72
Figura 50 - Distância entre unidade móvel e transmissor x sinais coletados em alta velocidade, para 2,5 GHz.	72
Figura 51 - Símbolo OFDM identificado, nos domínios do tempo e frequência, para 2,5 GHz.	73
Figura 52 - Potência dos símbolos capturados, para 2,5 GHz.	74
Figura 53 - Perfil de potência de retardos.....	75
Figura 54 – Perfis de potência de retardos medidos.	75
Figura 55 - Multipercursos válidos para um perfil do sistema em 2,5 GHz.	77
Figura 56 - Número de multipercursos válidos pela distância entre unidades transmissora e receptora. ...	77

Figura 57 - Variação do número de multipercursos.	78
Figura 58 - Espalhamento de retardo ao longo do percurso, para o sistema de 2,5 GHz.	80
Figura 59 - Exemplo de uma função de correlação no canal.	81
Figura 60 - Banda de coerência, para relação entre componentes de 90%.	81
Figura 61 - Banda de coerência, para relação entre componentes de 50% e 70%.	82
Figura 62 - Banda de coerência x espalhamento de retardo, sistema 2,5 GHz.	84
Figura 63 - Banda de coerência x espalhamento de retardo, sistema 5,8 GHz.	85
Figura 64 - Perfil de potência de retardo, para $h(t,\tau)$ estimada pela técnica.	87

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Resultados de retardo médio e espalhamento de retardo.....	79
Tabela 2 – Resultados de Banda de coerência, para relação de 50%.....	82
Tabela 3 - Resultados de Banda de coerência, para relação de 90%.....	83
Tabela 4 - Resultados de deslocamento Doppler e espalhamento Doppler.....	86
Tabela 5 - Retardo médio e espalhamento de retardo, para $h(t, \tau)$ estimado.....	88
Tabela 6 - Comparação dos parâmetros do sinal original e o sinal processado pela técnica.....	90

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E SÍMBOLOS:

Abreviatura	Inglês	Português
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>	Projeto de associação de terceira geração
ADSL	<i>Asymmetric Digital Subscriber Line</i>	Linha Digital Assimétrica para Assinante
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>	Sistema de Telefonia Móvel Avançado
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código
CFAR	<i>Constant False Alarm Rate</i>	Taxa de alarme falso constante
CW	<i>Continuous Wave</i>	Onda contínua
D-AMPS	<i>Digital Advanced Mobile Phone System</i>	Sistema de Telefonia Móvel Digital Avançado
DSC	<i>Decision Statistical Combining</i>	Combinador de decisão estatística
EDGE	<i>Enhanced Data rates for GSM Evolution</i>	Elevadas taxas de dados para a Evolução do GSM
EGPRS	<i>Enhanced General Packet Radio Service</i>	GPRS aprimorado
EPC	<i>Evolved Packet Core</i>	Núcleo de pacote evoluído
ERB	<i>Base Transceiver Station</i>	Estação rádio base
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>	Duplexação por divisão na frequência
FDM	<i>Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão na Frequência
FDP	<i>Probability Density Function</i>	Função Densidade de probabilidade
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>	Transformada de Fourier rápida
FM	<i>Frequency modulation</i>	Modulação em frequência

FTP	<i>File Transfer Protocol</i>	Protocolo de Transferência de Arquivos
GPRS	<i>General Packet Radio Service</i>	Serviços Gerais de Pacote por Rádio
GPS	<i>Global Positioning System</i>	Sistema de posicionamento global
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>	Sistema Global para Comunicações Móveis
HARQ	<i>Hybrid Automatic Repeat reQuest</i>	Repetição de pedido automática híbrida
HSDPA	<i>High Speed Downlink Packet Access</i>	Acesso por pacotes no enlace de descida em alta velocidade
HSPA	<i>High Speed Packet Access</i>	Acesso por pacote em alta velocidade
HTTP	<i>Hypertext Transfer Protocol</i>	Protocolo de Transferência de Hipertexto
IDFT	<i>Indirect Discrete Fourier Transformer</i>	Transformada Inversa de Fourier discreta
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>	Transformada de Fourier Inversa rápida
IMT	<i>International Mobile Telecommunications</i>	Telecomunicações Móveis Internacionais
INCT-CSF	-	Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia de Comunicações Sem Fio
IP	<i>Internet Protocol</i>	Protocolo da Internet
JTACS	<i>Japanese Total Access Communication System</i>	Sistema Japonês de Comunicações com acesso total
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>	Amplificador de baixo ruído
LOS	<i>Line-Of-Sight</i>	Linha de Visada
LS	<i>Least-Square</i>	Mínimos Quadrados
LTE	<i>Long Term Evolution</i>	Evolução de Longo Prazo

MATLAB	<i>Matrix Laboratory</i>	Laboratório de matrizes
MIMO	<i>Multiple Input Multiple Output</i>	Múltiplas Entradas Múltiplas Saídas
MISO	<i>Multiple Input Single Output</i>	Múltiplas Entradas Única Saída
MMSE	<i>Minimum Mean Square Error</i>	Mínimo Erro Quadrático Médio
MU	<i>Multiple user</i>	Usuários múltiplos
NLOS	<i>Non-Line-Of-Sight</i>	Sem Linha de Visada
NMT	<i>Nordic Mobile Telephony</i>	Telefonia Móvel Nórdica
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	Multiplexação por Divisão de Frequência Ortogonal
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>	Múltiplo Acesso por Divisão Ortogonal de Frequência
PAPR	<i>Peak to Average Power Ratio</i>	Relação entre Potências de Pico e média
PIC	<i>Parallel Interference Cancellation</i>	Cancelamento de Interferências paralelas
QoS	<i>Quality of service</i>	Qualidade de Serviço
SC-FDMA	<i>Single Carrier-Frequency Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência com portadora única
SER	<i>Symbol Error Rate</i>	Taxa de erro de símbolo
SIMO	<i>Single Input Multiple Output</i>	Única Entrada Múltiplas Saída
SISO	<i>Single Input Single Output</i>	Única Entrada Única Saída
SNR	<i>Signal-to-Noise ratio</i>	Relação Sinal-Ruído
STDCC	<i>Swept-Time Delay Cross Correlation</i>	Varredura de retardo de tempo e correlação cruzada
SU	<i>Single User</i>	Usuário único
SWR	<i>Standing Wave Ratio</i>	Taxa De Onda Estacionária
TACS	<i>Total Access Communication System</i>	Sistema de Comunicações com acesso total
TDD	<i>Time Division Duplex</i>	Duplexação por divisão no tempo

TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunication System</i>	Sistema de Telecomunicações Móveis Universal
USB	<i>Universal Serial Bus</i>	Barramento serial universal
VNA	<i>Vector Network Analyzer</i>	Analisador de redes vetoriais
VoIP	<i>Voice over internet protocol</i>	Voz sobre IP
VWSR	<i>Voltage Standing Wave Ratio</i>	Taxa de ondas estacionárias
WCDMA	<i>Wide-Band Code-Division Multiple Access</i>	Acesso Múltiplo por Divisão de Código em banda larga
WiMax	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>	Interoperabilidade Mundial para Acesso de Micro-Ondas
WLAN	<i>Wireless Local Area Network</i>	Rede de área local sem fio
WSSUS	<i>Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering</i>	Canal estacionário no sentido amplo no domínio do tempo e com espalhamento descorrelacionado no domínio do retardo
ZF	<i>Zero Forcing</i>	-

1. Introdução

Atualmente, vivemos num mundo altamente globalizado e isso se deve, principalmente, ao aperfeiçoamento e desenvolvimento dos serviços de telecomunicações, que com sua crescente demanda possibilitou o surgimento de novas tecnologias para os serviços de transmissão/recepção de voz, áudio, imagens e dados por meio de cabos metálicos, fibras óticas, redes *wireless* e satélite. O acesso à *internet*, que é o maior exemplo deste avanço, vem alcançando um número cada vez maior de usuários pelo mundo e é impulsionado pela evolução e redução dos custos de fabricação de *hardware* e *softwares* para computadores e celulares, bem como, a grande diversidade de aplicativos e redes sociais. Nesse sentido, as atuais redes móveis evoluíram de forma a suprir a demanda por maior mobilidade, velocidade de conexão, segurança, convergência de serviços (conversas por videoconferência - vídeo e áudio em tempo real), telefonia através da tecnologia voz sobre IP (VoIP – *Voice-over-Internet Protocol*), televisão em alta definição, alcance a locais de difícil acesso, entre outros.

No que tange ao desenvolvimento da banda larga sem fio, temos dois tipos: fixo e móvel. O primeiro visa atender usuários que utilizavam, tradicionalmente, o serviço de internet por meio cabado e que passam a utilizar o meio *wireless*, como empresas que investem na mobilidade dos seus trabalhadores e pessoas que fazem redes caseiras visando a integração dos diversos dispositivos na rede. Já a banda larga sem fio móvel oferece maior funcionalidade, flexibilidade e mobilidade, possibilitando que o usuário esteja sempre conectado à rede.

Com o desenvolvimento de dispositivos *wireless*, tais como: *notebooks*, impressoras e, principalmente, os *smartphones*, *Iphones*, *tablets*, dentre outros, aliado ao surgimento de novas tecnologias de acesso à rede, tem sido possível disponibilizar acesso

de banda larga e, ao mesmo tempo, alta mobilidade e agilidade para aqueles que dependem desta tecnologia para o trabalho e/ou para aqueles que visam mera comodidade. Em 2014, cerca de 32 pessoas em cada 100 habitantes no mundo possuíam a banda larga sem fio móvel ativa, enquanto 10 em cada 100 habitantes no mundo possuíam acesso à banda larga com fio [1].

Na medida em que a demanda por altas velocidades e mobilidade cresceram, os sistemas celulares foram evoluindo para suprir tais necessidades. Entre os sistemas de acesso à banda larga sem fio, o padrão LTE – *Long Term Evolution*, conhecido como a 4ª geração dos sistemas celulares, se destaca pela grande flexibilidade de aplicação dos serviços. Deve proporcionar altas taxas de dados aos usuários, principalmente nas bordas das células, possuir grande eficiência espectral, além de suportar conexões com mobilidade de até 350 km/h (o que permite seu uso em trens de alta velocidade), entre outros fatores.

No Brasil, já existem regiões, como Rio de Janeiro, São Paulo, Brasília, Recife, Salvador, Fortaleza, Belo Horizonte, Porto Alegre, Cuiabá, Curitiba, Manaus e Natal (cidades sede de eventos como Copa das Confederações e Copa do Mundo) em que o 4G já foi implantado e está em pleno funcionamento, operando na faixa de 2,5 GHz [2].

O projeto de implantação do LTE no Brasil está previsto para ser concluído até o final de 2017 [2]. Dados da ANATEL - Agência Nacional de Telecomunicações, atualizados no mês de abril de 2014, revelam que o Brasil possui cerca 273,60 milhões de linhas ativas na telefonia móvel, sendo que 118,41 milhões delas possuem acesso à banda larga móvel, dos quais 2,49 milhões são terminais com tecnologia LTE/4G [3].

1.1. Histórico da Tecnologia celular

Neste tópico será abordada, de forma sucinta, a evolução da tecnologia celular desde as gerações analógicas até a chegada da quarta geração.

As comunicações móveis tiveram sua origem na década de 1920, nos Estados Unidos da América, onde o Departamento de polícia da cidade de Detroit instituiu um sistema móvel unidirecional em 2 MHz, usando modulação em amplitude, que possibilitou o envio de mensagens para as viaturas. Esse sistema, que seria precursor do serviço de *paging*, evoluiu impulsionado por interesses estratégicos e políticos durante a Segunda Guerra Mundial e, na década de 1950, com o surgimento do conceito de células desenvolvido pela empresa americana *Bell Labs* [4], houve um aumento da capacidade de comunicações da rede móvel, com a divisão da área de cobertura em células, cada uma com sua ERB – Estação Rádio Base, operando em uma frequência diferente.

Na década de 1980, foram lançados os primeiros sistemas móveis a atingir larga escala comercial, conhecidos como a primeira geração – 1G. Os sistemas AMPS, TACS, NMT e JTACS [4] usavam tecnologia analógica para transmitir os sinais de radiofrequência modulados em FM. Eram sistemas centralizados com capacidade de tráfego baixa e custos elevados, que permitiam apenas a transmissão de voz. No Brasil, foi adotado o sistema americano AMPS.

Impulsionado pela tentativa de unificação europeia nas áreas políticas e econômicas, com o Mercado Comum Europeu, e a necessidade de maior capacidade americana, que já havia atingido seu limite, foram conduzidos estudos que levaram à tecnologia de segunda geração - 2G, que promoveu o uso de tecnologias digitais, aumentando a capacidade de tráfego e suprimindo a necessidade europeia de um padrão único, tornando possível, pela primeira vez, o *Roaming* Global. Dentre os sistemas,

podemos citar o IS-54 (D-AMPS), IS-95 (CDMA), IS-136 (TDMA) e o GSM, que alcançavam velocidades de até 13 kbps [5].

Antes da chegada da terceira geração, pode-se ressaltar duas gerações intermediárias nos sistemas celulares que, originalmente, foram projetados especificamente para operar em um sistema de comutação por circuitos para transportar voz e dados. Com o advento da *internet* e suas diversas aplicações, buscou-se tornar os sistemas celulares compatíveis aos protocolos da *Internet*. Assim, surgiram os padrões CDMA-2000 e o GPRS, evoluções do IS-95 e GSM, respectivamente, cuja principal característica é a possibilidade de operarem em redes que utilizam a comutação por pacotes, aumentando a taxa de dados, que chega até 80 kbps. Novas aplicações e convergência de mídia impulsionaram o surgimento de novos pacotes, valendo destacar o EDGE e EGPRS, evoluções do GSM e GPRS, respectivamente.

Nos últimos anos do século XX, foi organizado um comitê de padronização, o 3GPP - *3rd Generation Partnership Project*, para estabelecer diretrizes a serem suportadas nos sistemas de terceira geração, como suporte para velocidades de até 2 Mbps. Na Figura 1, podemos observar os diversos Órgãos de Desenvolvimento de Padronização que compõem o 3GPP. Outros requisitos foram reunidos na *International Mobile Telecommunications-2000*, possibilitando a idealização de um padrão único, conhecido como UMTS - *Universal Mobile Telecommunication System*, que permitiu a coexistência dos sistemas FDD - *frequency division duplexing* e TDD - *time division duplexing*, oferta de banda sob demanda e maior eficiência espectral.

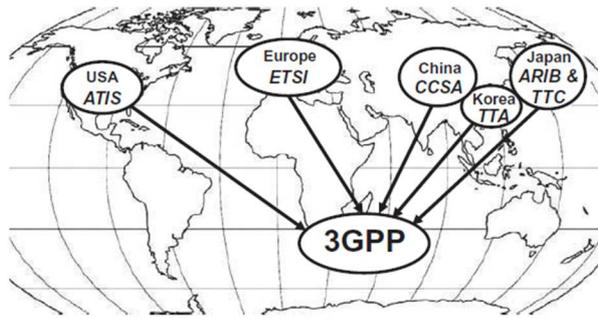


Figura 1: Órgãos de desenvolvimento de padronização que compõem o projeto 3GPP [6].

O padrão UMTS utiliza a tecnologia WCDMA, que possui espaçamento de 5 MHz entre as portadoras, e teve seu desenvolvimento motivado pelo surgimento de aplicações de vídeo *streaming* em tempo real, voltadas para celulares, bem como pela adaptação da tecnologia de TV digital para o cenário móvel. À medida que tais aplicações foram crescendo, a demanda por mais velocidade levou o UMTS a evoluir para o HSDPA, HSPA, até chegar ao HSPA+, que permitem acessos de até 168 Mbps.

A evolução acelerada e contínua dos sistemas celulares estimulou os comitês de padronização a formar, em 2005, um padrão de requisitos para o UMTS, que permitisse que os sistemas compatíveis com o padrão UMTS se mantivessem competitivos por um período de 10 anos. Na época, essa padronização foi chamada 3G-LTE. Alguns anos depois, foi lançada uma nova versão do 3G-LTE, marcando o progresso para o LTE-Advanced ou apenas LTE. Toda a evolução dos Sistemas de Comunicação Celular pode ser resumida na Figura 2.

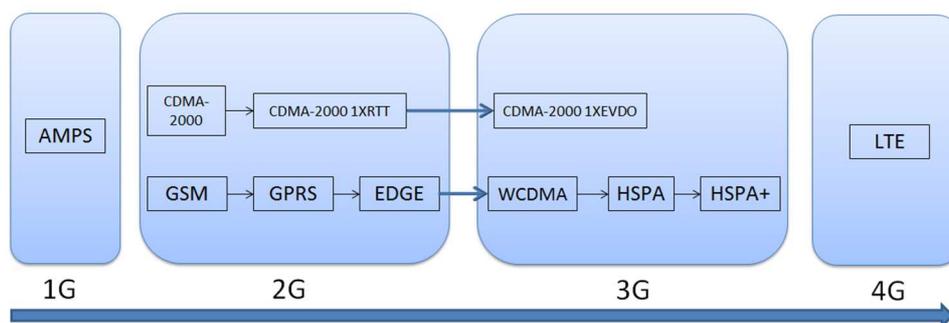


Figura 2: Evolução dos Sistemas de Comunicação Celular.

1.2. Motivação e Objetivo da Dissertação

A evolução dos sistemas de comunicações celulares culminou no lançamento do LTE 4G, sistema que possui diversas inovações, como a possibilidade de transferência de dados em altas taxas e o suporte à mobilidade dos usuários de até 350 km/h. Sendo assim, procurou-se com este trabalho aprofundar um pouco mais as características e o funcionamento do sistema LTE e analisar os parâmetros em banda larga de um canal rádio móvel nas faixas de 2,5 GHz e 5,8 GHz com a estação móvel em alta velocidade, ou seja, com efeito sensível do desvio Doppler. Além disso, buscou-se aplicar uma técnica proposta para melhoria do sinal com alto desvio Doppler, analisando a eficiência da técnica para o caso real, através de dados obtidos de medições em faixa larga, realizadas em canal urbano.

Ressalta-se que o LTE-U, LTE no espectro não licenciado, utiliza a faixa de 5 GHz. As medições realizadas nessa faixa foram feitas pois o desvio Doppler é diretamente proporcional à velocidade da unidade móvel e da frequência de operação do sistema, portanto, será possível analisar o mesmo sinal com influências de desvios Doppler diferentes.

1.3. Apresentação do Trabalho

Este trabalho está organizado da seguinte forma: no Capítulo 2, serão apresentados aspectos técnicos, características de funcionamento e ferramentas que permitem que o LTE 4G alcance o desempenho proposto. No Capítulo 3, serão apresentados os principais parâmetros para caracterização do canal rádio móvel, bem como as técnicas de sondagem em faixa estreita e larga do canal.

No Capítulo 4, será apresentada a técnica para cancelamento de interferências entre subportadoras do sinal OFDM transmitido e recebido em um canal. No Capítulo 5, o ambiente das medições, o planejamento das medições e os equipamentos utilizados serão descritos. No Capítulo 6, os dados obtidos serão processados e analisados, então, serão apresentados resultados das características do canal rádio móvel e da técnica de cancelamento de interferências.

No Capítulo 8, serão expostas as conclusões e sugestões para continuidade desta pesquisa em novos trabalhos.

2. Aspectos relevantes das novas gerações de comunicações

Neste capítulo serão abordados aspectos mais relevantes do padrão LTE como requisitos e características do funcionamento, bem como tecnologias que permitem atingir o desempenho desejado para esse sistema.

2.1. *Long Term Evolution* – LTE

Com a evolução das tecnologias de acesso e a grande necessidade por taxas de transmissão maiores, foi lançado o padrão 3G-LTE, que alguns anos depois evoluiu e ficou conhecido como o *LTE-Advanced* ou apenas LTE/4G, que tem como características: a redução de atrasos tanto no estabelecimento de conexão quanto na latência na transmissão; o aumento de taxa dos usuários, principalmente para aqueles localizados nas bordas das células, propiciando um serviço mais uniforme; a implementação de eficiência espectral mais aprimorada, reduzindo o custo por bit; a rede comutada apenas por pacotes; a arquitetura de rede simples; a mobilidade transparente – *seamless*, ou seja, o usuário pode mudar de rede de dados ou até para uma tecnologia diferente sem perder a conexão; a diminuição do consumo de potência na unidade móvel; o suporte à mobilidade dos usuários de até 350 km/h; e a previsão de interoperabilidade com outras tecnologias de acesso, graças ao *Evolved Packet Core Network* - EPC, tanto à família 3GPP e não-3GPP (WiMax e CDMA2000).

O LTE trabalha com larga faixa de espectro, ocupando portadora de 400 MHz a 4 GHz (alocadas pela IMT em 3 faixas: 450 - 470 MHz, 790 - 806 MHz e 2300 - 2400 MHz), que pode ser alocado em portadoras de 1,4 a 20 MHz, com espaçamento de 15 kHz entre elas, e suporta FDD, TDD e *half duplex* FDD. Seu desempenho foi especificado

com taxas maiores que 100 Mbps no *downlink* e 50 Mbps no *uplink*, usando esquema MIMO 2x2 e largura de banda de 20 MHz, garantindo, assim, uma eficiência espectral de 5 bps/Hz no *downlink* e 2,5 bps/Hz no *uplink* e com tempo de latência de conexão menor que 100 ms. A capacidade do LTE, entretanto, não depende apenas das taxas suportadas, mas também, do número de usuários ativos localizados em uma célula. Como exemplo, com alocações de 5 MHz no espectro, o sistema suporta até 200 usuários ativos.

O LTE atende os sistemas modernos de comunicação em que há uma previsão de convergência das mídias e diversas aplicações, com diferentes requisitos de qualidade de serviço – QoS em um mesmo ambiente, uma vez que permite o uso de diferentes tipos de QoS, de forma a atender aplicações que exijam uma taxa de dados mínima garantida (VoIP) e aplicações sem tal exigência (FTP ou HTTP). Para decidir o nível de QoS de um serviço, o LTE utiliza de algumas métricas como a necessidade de recursos, a prioridade na fila de roteamentos, o limite de atraso de pacotes e a taxa de perda de pacotes.

Outra evolução promovida pelo LTE foi a redução do tempo de mudança entre o estado de espera e o estado ativo dos aparelhos dos usuários (menor que 100 ms), permitindo permanecer mais tempo em um estado de baixo consumo de energia, o que promove uma economia na bateria do aparelho se comparado aos sistemas antigos.

Há uma novidade quanto ao serviço de *roaming*, se comparado ao UMTS, o qual permite que o usuário se conecte a sua rede de dados original, mesmo estando em uma rede em *roaming*.

Para atingir os objetivos de desempenho imaginados para o LTE, foi necessário evoluir e aprimorar algumas tecnologias da interface rádio, dentre elas se destacam a tecnologia de múltiplas portadoras, múltiplas antenas e aplicação de rede comutada por pacotes, as quais serão abordadas nos próximos tópicos.

2.2. Tecnologia de Multiportadoras

As multiportadoras são utilizadas para combater os efeitos do canal rádio real, caracterizado por ser dispersivo e variante no tempo. Consiste em dividir a largura de banda do canal em certo número de subcanais paralelos com largura de banda tal que cada subcanal não seja seletivo em frequência, obtendo um ganho espectral plano. A tecnologia foi desenvolvida visando atender à necessidade de acompanhar o crescente interesse dos sistemas de comunicação em fornecer altas taxas de transmissão e serviços mais estáveis, sendo usada em sistemas de televisão digital terrestre, WLAN – *Wireless Local Area Network*, tecnologia ADSL, WiMax e telefonia móvel de última geração.

Um fluxo de dados de alta velocidade enfrenta um problema por ter período de símbolo T_S muito menor que o espalhamento de retardo do canal se transmitido de forma serial, fato que gera interferência intersimbólica, que só pode ser desfeita por meio de complexo procedimento de equalização, cuja complexidade cresce com o quadrado do comprimento da resposta ao impulso do canal. Técnicas de modulações com múltiplas portadoras minimizam tal interferência, fazendo com que o tempo de símbolo seja grande o suficiente para que, quando comparado com os atrasos introduzidos pelo canal, possamos considerar que os atrasos são insignificantes (da ordem de 10% da duração de símbolo) [7].

Deve-se ser ressaltado que o OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* sozinho não elimina os efeitos causados pela transmissão de sinais em canais variantes no tempo, por isso o LTE combina OFDM, codificação de canal e HARQ - *Hybrid Automatic Repeat reQuest* para superar os efeitos dos desvanecimentos profundos presentes em cada subcanal.

2.2.1. Funcionamento do OFDM

Das técnicas de *spread spectrum* (espalhamento espectral) pertencentes à família de modulações com múltiplas portadoras para transmitir um sinal, o OFDM, evolução do FDM, é um caso especial [7]: o canal de banda larga, seletivo em frequência, é dividido em subcanais de banda estreita, que não são seletivos em frequência e que estão sobrepostos e são ortogonais entre si, evitando, assim, a necessidade do uso de intervalo de guarda entre portadoras para que não ocorra interferência entre as portadoras, otimizando o uso do espectro e permitindo a implementação de receptores de baixa complexidade. Na Figura 3 é apresentada uma comparação entre o FDM e o OFDM.

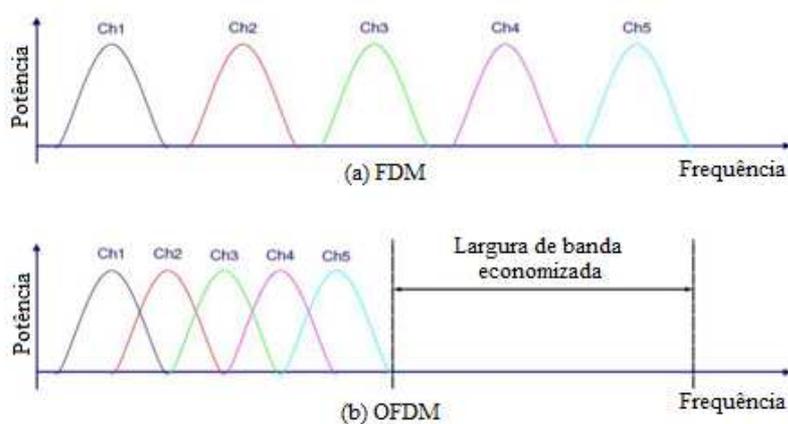


Figura 3 - Comparação da utilização do espectro usando FDM e OFDM.

O sinal modulado pela técnica OFDM é representado por uma função $\text{sinc}(fT)$, como se mostra na Figura 4, que tem seus zeros nos pontos de frequência múltiplos de $\frac{1}{T}$, onde T é a duração de um símbolo.

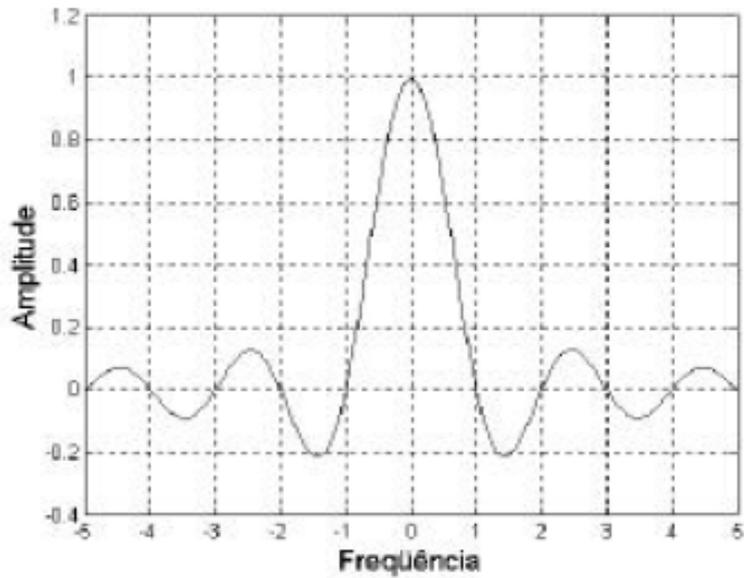


Figura 4 - Espectro do sinal com uma subportadora.

Como as subportadoras usadas são ortogonais entre si, o sinal modulado pela técnica OFDM terá, para uma determinada subportadora, amplitude máxima do sinal na respectiva frequência, enquanto nas frequências das outras subportadoras terá contribuição nula, como pode ser visto na Figura 5.

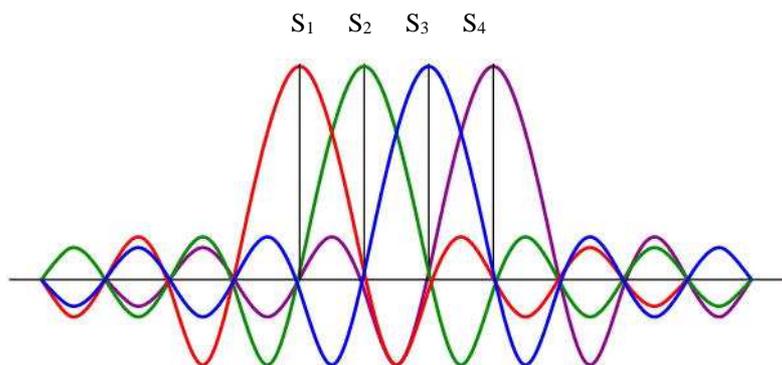


Figura 5 - Espectro do sinal com 4 subportadoras (S₁, S₂, S₃ e S₄).

Para garantir que as subportadoras sejam ortogonais entre si, num período de duração do símbolo, é escolhida uma frequência para a primeira subportadora, tal que tenha um número inteiro de ciclos num período de símbolo, e ajusta-se o espaçamento

entre subportadoras adjacentes para $B_{SC} = \frac{B}{L}$, onde B é a largura de banda nominal e L o número de subportadoras. Cada uma das subportadoras pode ser isolada usando um filtro casado (correlator) adequado.

O fluxo de dados de alta taxa de bits, dividido em vários fluxos de dados com baixa taxa, podem ser modulados, independentemente, por portadoras diferentes. Nesse caso, cada subportadora transporta parte da informação total através de uma sequência de símbolos modulados e transmitidos em paralelo, como pode ser visto na Figura 6 e na Figura 7. Essa divisão aumenta a duração de símbolo de cada fluxo e implica na diminuição da sensibilidade à seletividade em frequência, causado por multipercurso.

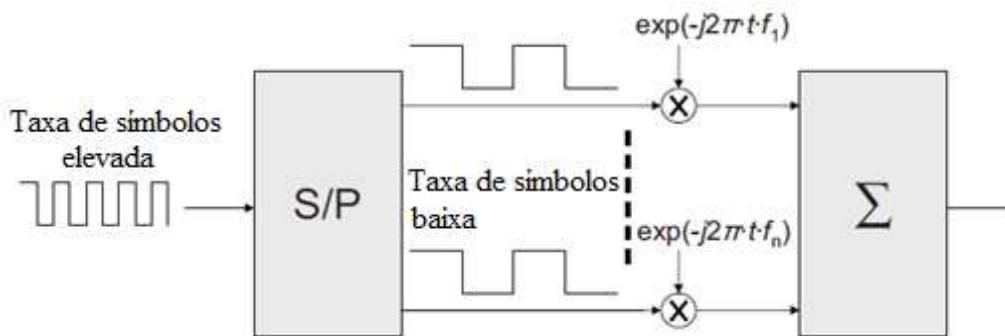


Figura 6 - Divisão do fluxo de dados.

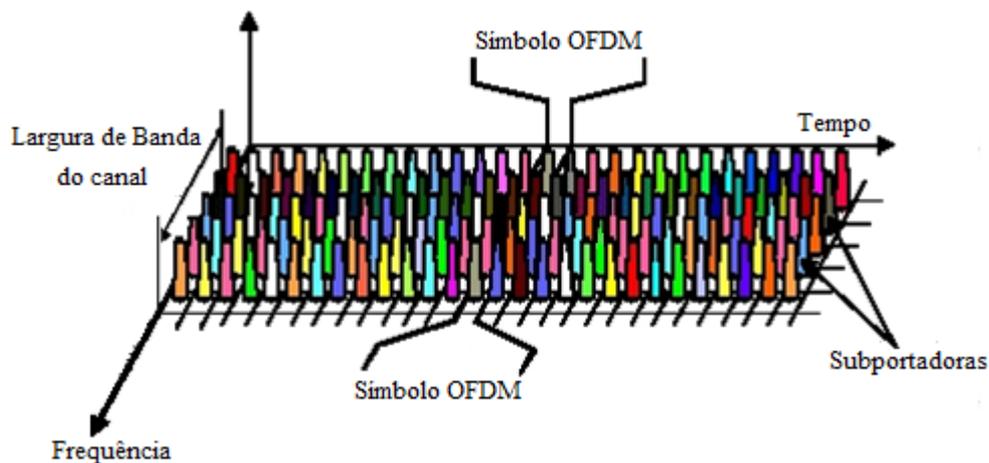


Figura 7 - Separação das portadoras tanto na frequência quanto no tempo.

O espectro do sinal OFDM é equivalente à Transformada de Fourier inversa discreta (IDFT), formada a partir de uma sequência de L dados obtidos a cada duração de símbolo, sendo L o número de subportadoras. Fica fácil implementar transceptores empregando IFFT e FFT, cujo tamanho deve ser escolhido considerando o equilíbrio entre proteção contra múltiplo percurso, o efeito Doppler, o custo e a complexidade.

Após a divisão em diversos fluxos de dados, a IFFT é usada para converter o sinal para o domínio do tempo. Algumas subportadoras nulas (sem informação) são acrescentadas e então ocorre a conversão do fluxo de paralelo para serial, o acréscimo de prefixo cíclico e, finalmente, a transmissão no canal seletivo em frequência.

No processo de transmissão usando OFDM, é utilizado o prefixo cíclico, que é um intervalo de guarda localizado no início do símbolo OFDM, cujo conteúdo é a réplica das últimas G amostras do símbolo, conforme Figura 8, e é usado apenas para eliminar a interferência intersimbólica causada pelos multipercursos.

No receptor, ele é removido e apenas a informação sem interferência é analisada. Para evitar a interferência intersimbólica, G deve ser maior que a mais longa resposta ao impulso do canal a ser suportada. Normalmente, o LTE é parametrizado com prefixo cíclico de $5 \mu s$, havendo a possibilidade de usar um prefixo cíclico estendido de $17 \mu s$ para áreas suburbanas e rurais, garantindo que a resposta ao impulso do canal seja menor que o prefixo cíclico.

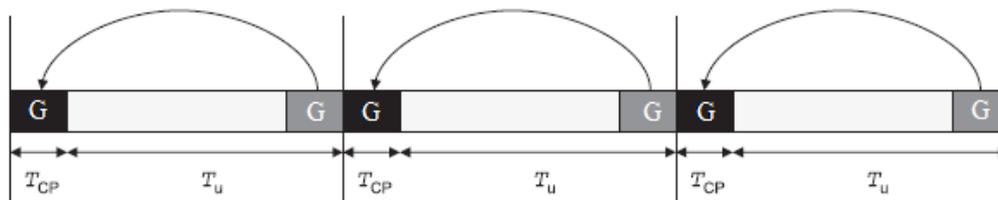


Figura 8 - Inserção do Prefixo Cíclico.

Uma das desvantagens do OFDM é a *Peak to Average Power Ratio* (PAPR). A variação de amplitude de um sinal OFDM é muito alta e como os amplificadores operam linearmente em certa faixa, o sinal OFDM acaba sofrendo distorções não-lineares. Para evitar distorções, os amplificadores operam com *back-off* maiores gerando uma amplificação ineficiente.

Outra desvantagem é a necessidade de sincronismo entre portadoras, podendo o sinal recebido não estar perfeitamente ortogonal, ou seja, a frequência de referência do transmissor e do oscilador local do receptor estão diferentes, principalmente causado pelo uso de componentes com custo mais baixo nos aparelhos dos usuários. Apesar disso, ocorre a diminuição suave da degradação do desempenho de um sistema OFDM à medida que o atraso de propagação excede um valor máximo estabelecido. Após ultrapassar esse valor, são usadas modulações mais robustas, com codificações maiores e constelações menores. O OFDM se adequa bem para modulação e codificação adaptativas, permitindo que o sistema usufrua das melhores condições disponíveis do canal. A Figura 9 mostra a variação da técnica de modulação à medida que uma estação móvel se afasta da base.

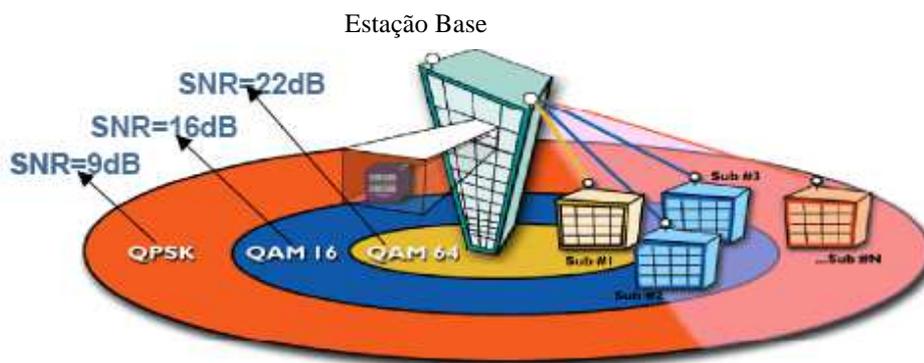


Figura 9 - Modulação Adaptativa.

2.2.2. OFDMA - *Orthogonal Frequency Division Multiple Access*

O OFDMA é uma extensão do OFDM para implementação de sistemas de comunicação com múltiplos usuários, onde cada subportadora é alocada a um usuário diferente, permitindo que diferentes usuários possam receber dados simultaneamente, beneficiando-se da diversidade de usuários. Baseado no *feedback*, quanto à condição do canal, recebido de cada usuário, é implementado o uso adaptativo de usuários por subportadora, melhorando a eficiência espectral do sistema comparado a sistemas OFDM com único usuário.

Esta técnica pode ser combinada com o TDMA, de forma que os recursos sejam divididos na frequência e no tempo. Assim, por exemplo, grupos de subportadoras são alocados a certos usuários por certo período, como pode ser observado na Figura 10, permitindo que sejam alocados espectros com larguras de banda diferentes para usuários diferentes, sem que sejam alterados parâmetros do sistema ou projeto de equipamentos.

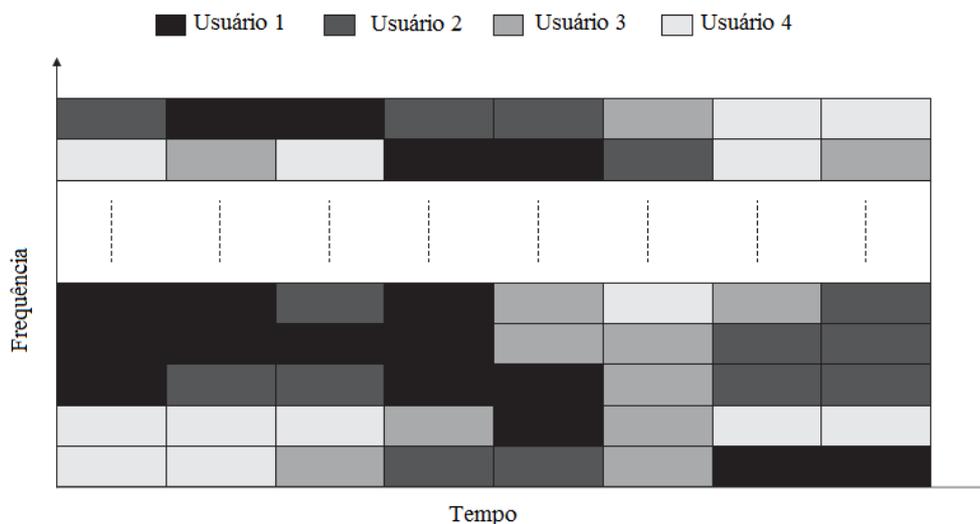


Figura 10 - Alocação de recursos no sistema OFDMA/TDMA.

A relação *Peak to Average Power Ratio* - PAPR do sinal OFDM é alta, levando à necessidade de utilizar amplificadores de potência mais robustos e caros, fato que torna seu uso no *Uplink* problemático. Como o *Downlink* (enlace Estação Base – Unidade Móvel) não possui restrições rígidas quanto ao comprometimento entre potência necessária para boa cobertura, consumo de energia e o custo do amplificador de potência e equipamentos, foi escolhido utilizar OFDMA no *Downlink* enquanto no *Uplink* o SC-FDMA – *Single Carrier-Frequency Division Multiple Access* [8], por possuir baixa PAPR se comparado ao OFDMA e, conseqüentemente, são utilizados equipamentos mais baratos e simples que aqueles utilizados no *Downlink*.

O SC-FDMA é um esquema de múltiplo acesso, similar ao OFDMA, porém diferentemente do símbolo OFDM, onde cada subportadora é modulada por um símbolo diferente, o símbolo SC-FDMA é um símbolo OFDM onde todas as subportadoras são moduladas pelo mesmo símbolo, porém com duração igual a $1/M$, onde M é a quantidade de subportadoras. Assim, trabalha-se com símbolos de duração mais curta, como podemos observar na Figura 11.

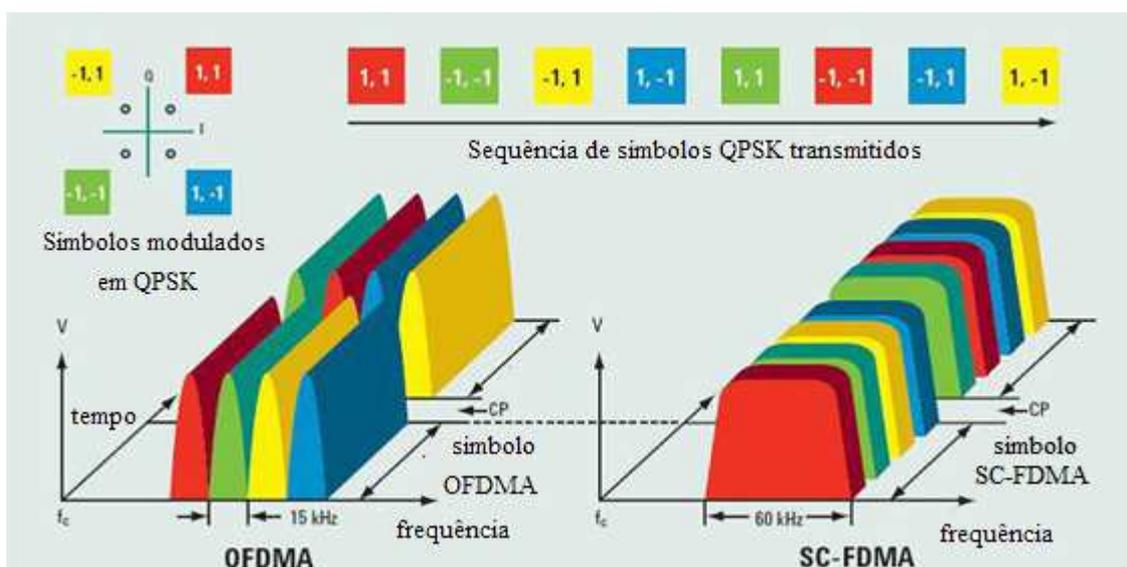


Figura 11 - OFDMA x SC-FDMA [30].

2.3. Sistemas de Múltiplas Antenas (MIMO)

O MIMO foi incluído como uma parte integrante do LTE por permitir que altas taxas de dados sejam alcançadas, além de uma maior eficiência espectral, porém, aumenta a complexidade do sistema em termos de processamento e de custo, com o número de antenas necessárias para implementação.

O uso de múltiplas antenas permite a exploração do domínio espacial, bem como o aumento da eficiência espectral, que podem ser usadas para aumentar o:

- Ganho em diversidade – transmissão da mesma informação, com codificação diferente, em antenas descorrelacionadas (com polarização diferente ou suficientemente espaçadas entre si), tornando o sistema mais robusto ao desvanecimento por multipercursos, onde o sinal mais forte é selecionado, como observado na Figura 12 [9];
- Ganho de conjunto - concentrando energia em uma ou várias direções, crescendo linearmente com o número de antenas; e
- Ganho com multiplexação espacial - transmissão de vários fluxos de sinais para um usuário com múltiplas antenas, combinando os diversos sinais recebidos de forma a recuperar o sinal original.

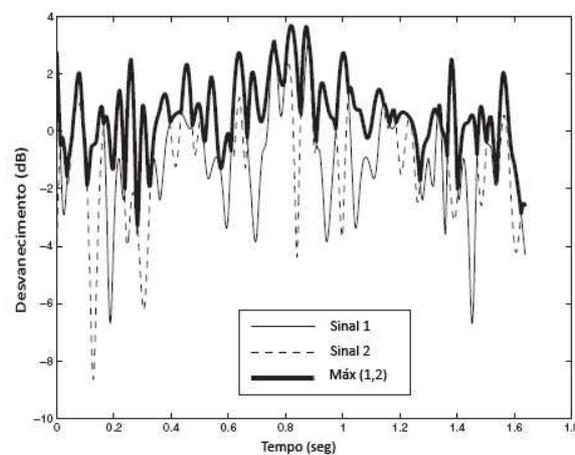


Figura 12 - Eliminação dos desvanecimentos mais profundos.

A Figura 13 exemplifica os tipos de ganho com sistemas.

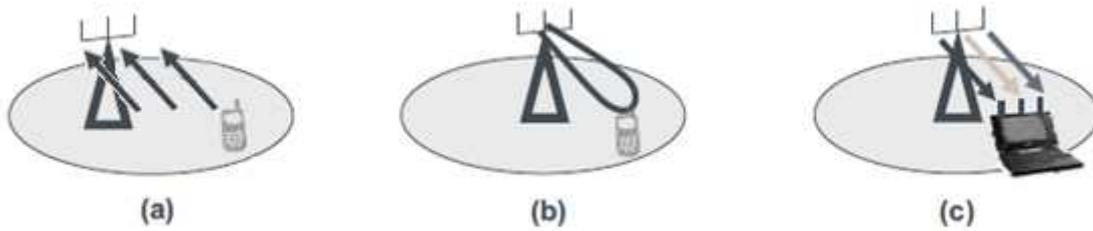


Figura 13 – Tipos de ganhos: (a) ganho em diversidade (SIMO) (b) ganho de conjunto (c) ganho de multiplexação espacial.

A composição de um conjunto de antenas no transmissor ou receptor forma um sistema que de acordo com a quantidade de antenas que o compõe, pode ser classificado em *single/multiple input e single/multiple output* (SISO, SIMO, MISO e MIMO), como mostra a Figura 14. Já a conexão de uma unidade móvel à estação base pode ser classificada em *single/multiple user* (SU ou MU).

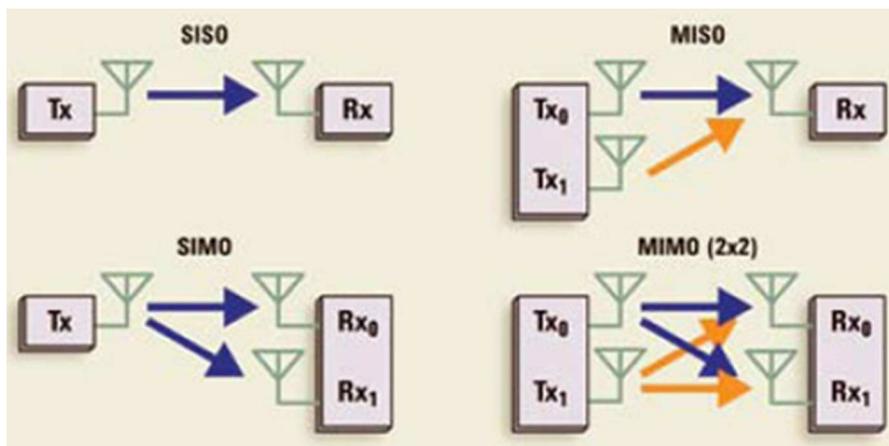


Figura 14 - Modelo de sistema SISO, SIMO, MISO e MIMO.

As principais formas de implementação de MIMO no LTE são apresentadas, conforme [10]:

- Antena única - usado na maioria das ligações sem fio básicas. Um único fluxo de dados é transmitido em uma antena e recebido por um ou mais antenas, conhecido como SISO ou SIMO
- Diversidade em transmissão - transmissão do mesmo fluxo de informação através de múltiplas antenas. O LTE suporta duas ou quatro antenas (2x2, 4x2, 4x4). A informação é codificada de forma diferente em cada antena usando blocos de códigos em Espaço-Frequência, onde os dados são repetidos em diferentes subportadoras em cada antena. Este modo fornece uma melhoria na qualidade do sinal na recepção e não melhora a taxa de dados, sendo usado nos canais comuns, os canais de controle e difusão.
- Multiplexação espacial com *loop* aberto - dois fluxos de informação (*code words*) são enviados por duas ou mais antenas, no entanto, não existe realimentação do usuário.
- Multiplexação espacial com *loop* fechado - similar ao anterior, onde há realimentação do usuário, permitindo que os sinais recebidos possam ser separados nos fluxos de dados originais de forma mais fácil.
- *Loop* fechado com pré-codificação - único fluxo de dados é transmitido em apenas uma camada espacial, com realimentação. Considerado uma redução da Multiplexação espacial com *loop* fechado e, comumente, associado à formação de feixes.
- MIMO Multiusuário - dois fluxos de informação são enviados por duas ou mais antenas, com realimentação do usuário, porém a informação é transmitida para usuários diferentes. Múltiplos usuários partilham dos mesmos recursos, com a mesma taxa de dados. O número de usuários é limitado pelo número de camadas espaciais, havendo um usuário por camada.
- Formação de feixe - é o mais complexo dos modos, permitindo que um conjunto linear de antenas inteligentes (Matriz Adaptativa) altere, dinamicamente, seu

diagrama de radiação de forma a atender os clientes da melhor forma, reduzindo a interferência e aumentando a capacidade do sistema. Um único fluxo de dados, transmitido através de uma camada espacial e um sinal de referência, comum às antenas, é utilizado para que o terminal estime a qualidade do canal.

O desempenho do MIMO depende de fatores como a qualidade do sinal, as características do canal, a velocidade do terminal móvel e a correlação das antenas usadas no receptor, assim alguns modos serão mais efetivos que outros em certas ocasiões.

2.4. Rede comutada por pacotes

Nos sistemas anteriores ao LTE, era usada a rede comutada por circuito ou a rede comutada por pacotes para realizar o tráfego de voz e dados, aproveitando o melhor dos sistemas para cada tipo de aplicação. O LTE simplificou a estrutura da rede, fornecendo apenas suporte à rede digital comutada por pacotes, para tráfego de voz e dados, correspondendo a uma estrutura mais plana e menos hierárquica do que o padrão UMTS. Além disso, a rede de acesso foi projetada com interfaces livres, prevendo a interoperabilidade com diversos fornecedores e o uso de eficientes mecanismos de operação e manutenção incluindo funcionalidades de auto-otimização.

O primeiro passo para a rede comutada por pacote foi dado com a diminuição do tempo de transmissão de pequenos pacotes para a ordem de grandeza do tempo de coerência do canal de desvanecimento rápido, tornando possível o uso do canal de retorno de *status* rápido, a adaptação dinâmica do enlace, o planejamento do uso de diversidade de múltiplos usuários e protocolos de retransmissão rápidos.

3. Canal Rádio Móvel

O canal rádio móvel é o meio de propagação das ondas eletromagnéticas, desde a antena de transmissão até a antena de recepção, onde ambas unidades de transmissão e recepção podem estar se movimentando pelos mais variados ambientes. O conhecimento do seu comportamento é de grande importância, pois ajuda a melhorar o projeto e, conseqüentemente, o desempenho dos sistemas de telecomunicações, diretamente afetados pelos efeitos do canal rádio móvel. Neste capítulo, serão abordados os principais parâmetros que caracterizam o canal rádio móvel, bem como a realização da sondagem em faixa estreita e em faixa larga do canal.

3.1. Introdução

O sinal recebido é uma combinação de sinais que se propagaram por diferentes percursos em linha de visada (LOS – *Line of sight*) ou sem linha de visada (NLOS – *Non-Line of sight*), esta mais comum nos ambientes urbanos, sofrendo diferentes efeitos que podem contribuir construtivamente ou não na composição do sinal recebido. Além da perda devido à propagação em espaço livre, os ambientes de propagação típicos possuem prédios e áreas com vegetação, que proporcionam o aparecimento de diferentes efeitos na propagação como múltiplos percursos por reflexão, refração ou difração, perda de potência por absorção ou espalhamento e desvanecimentos, exemplificados na Figura 15.

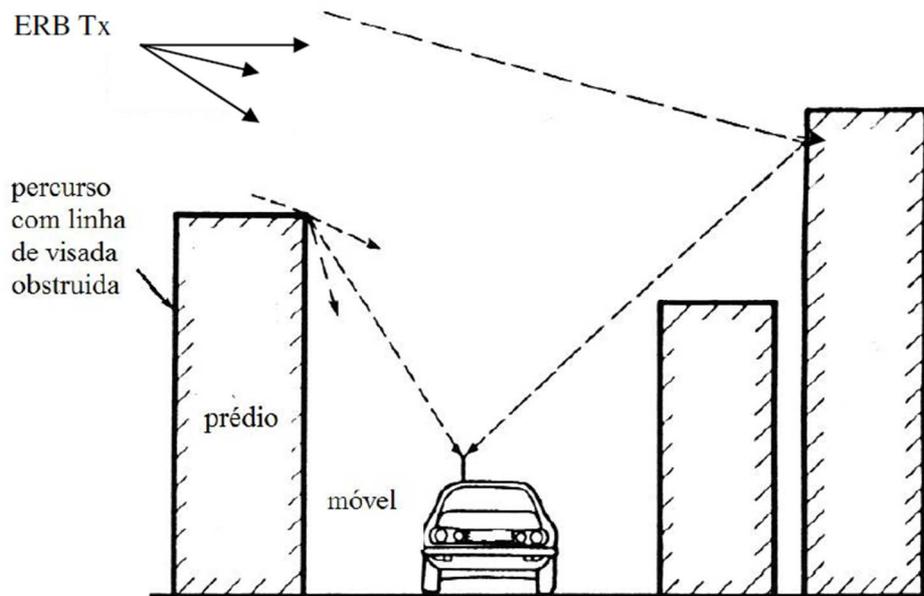


Figura 15 - Multipercursos gerados por reflexão, difração e espalhamento.

O sinal recebido em dado instante é uma soma de multipercursos, da seguinte forma:

$$S_{rx} = \sum a_i e^{j(w_0 t + \theta_i)} \quad (3.1)$$

onde a_i e θ_i são a amplitude e fase do i -ésimo multipercurso recebido devido às reflexões nos objetos do meio de propagação e w_0 é a frequência da portadora.

A equação (3.1) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$S_{rx} = r e^{j\theta} e^{jw_0 t} \quad (3.2)$$

onde r é a envoltória do sinal composto pelo produto das componentes de sinal afetadas pelos desvanecimentos em pequena e larga escala.

$$r e^{j\theta} = I + jQ \quad (3.3)$$

$$I = r \cos \theta \quad (3.4)$$

$$Q = r \sin \theta \quad (3.5)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{Q}{I} \quad (3.6)$$

Assim, o sinal recebido pode ser representado em fase (I) e quadratura (Q), sendo que I e Q são variáveis aleatórias gaussianas com média nula e variância σ , portanto, a envoltória é uma gaussiana complexa.

O canal rádio móvel apresenta perda natural de potência com a distância, como pode ser observado na Figura 16. Além disso, pode-se observar que o nível do sinal apresenta comportamentos distintos, ora variando rápida e profundamente (desvanecimento em pequena escala) ora variando lenta e suavemente (desvanecimento em larga escala).

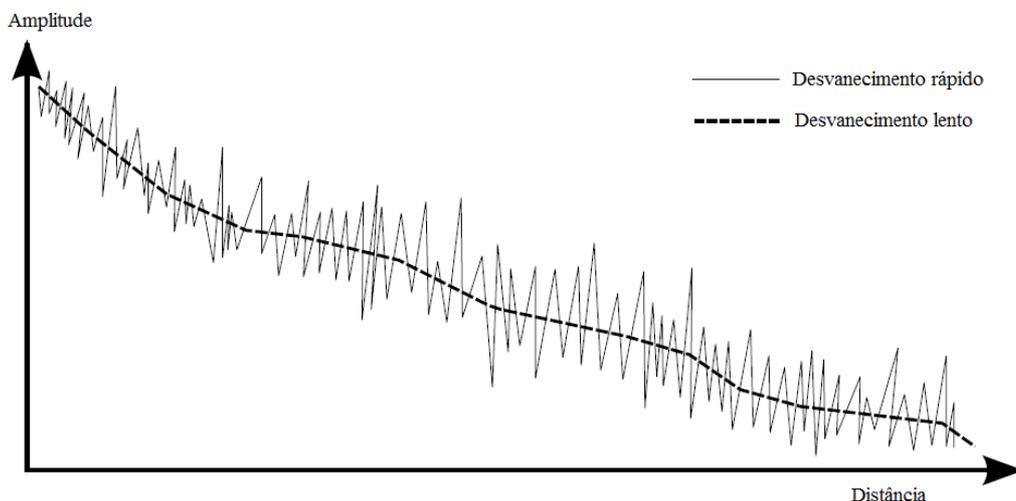


Figura 16 - Perdas de um sinal.

O desvanecimento em pequena escala é causado pelos multipercursos e pode apresentar comportamento estatístico representado por uma f.d.p do tipo Rayleigh (NLOS), Rice (LOS), normal, Weibull ou Nakagami-m (LOS); já o desvanecimento em larga escala representa a atenuação da potência média do sinal recebido, sendo causado pelo sombreamento (*shadowing*) gerado por obstáculos naturais (relevo e vegetação), casas e edifícios, que criam zonas onde o sinal recebido é enfraquecido e seu comportamento estatístico pode ser representado por uma f.d.p do tipo log-normal.

3.2. Parâmetros do canal rádio móvel

O canal rádio móvel pode ser caracterizado por parâmetros tanto temporais quanto espectrais, que atuam de forma diferente nos sinais transmitidos em faixa estreita ou em faixa larga. Os parâmetros temporais são o retardo médio, a banda de coerência e o espalhamento de retardo, associados à dispersão no tempo e à seletividade em frequência nos sinais de faixa larga. Os parâmetros na frequência são o deslocamento Doppler, tempo de coerência e espalhamento Doppler, associados à dispersão na frequência e seletividade no tempo nos sinais de faixa estreita e mostra informações sobre a variação do canal com o tempo.

Com o intuito de atingir máxima eficiência espectral e robustez aos desvanecimentos ocorridos pela propagação nos sistemas OFDM, as características de propagação mais importantes a serem observadas são o espalhamento de retardo e deslocamento Doppler máximo e, em sistemas celulares, o tamanho da célula.

A seguir, estão definidos os parâmetros temporais e espectrais, lembrando que como os sinais terão amostras coletadas durante as medições, suas expressões são discretas.

- Retardo Médio ($\bar{\tau}$): Tempo médio de ocorrência entre réplicas de multipercursos que chegam ao receptor, partindo do transmissor no mesmo instante de tempo:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^{N-1} \tau_i P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)} \quad (3.7)$$

onde N é o número de multipercursos válidos no perfil de potência de retardo $P_h(\tau_i)$, ocorridos nos retardos dos multipercursos τ_i .

- Espalhamento de retardo (σ_T): Representa o desvio padrão da f.d.p. (função densidade de probabilidade) que caracteriza o tempo de chegada dos multipercursos que chegam ao receptor, provenientes do impulso em $t = 0$. Sua estimação é importante, pois a duração de cada símbolo deve ser muito maior que o espalhamento de retardo, de forma a prevenir a interferência intersimbólica quando não se usam equalizadores.

$$\sigma_T = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N-1} (\tau_i - \bar{\tau})^2 P_h(\tau_i)}{\sum_{i=0}^{N-1} P_h(\tau_i)}} \quad (3.8)$$

- Banda de coerência (B_c): faixa de frequência onde pode se considerar o canal plano, com ganho constante e fase linear, sendo definida como a faixa na qual a correlação entre as amplitudes das componentes espectrais é acima de 90%. Estabelece limite superior para a taxa de transmissão que pode ser empregada sem o uso de equalizadores no receptor. Como o espalhamento temporal do canal é responsável pela variação nas amplitudes das componentes espectrais do sinal transmitido, a banda de coerência do canal tem relação inversa com o espalhamento de retardo, como dadas nas equações a seguir [11]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (3.9)$$

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (3.10)$$

Em (3.9) é considerada banda de coerência a faixa na qual a função de correlação entre as frequências é maior que 90%; já em (3.10), temos uma definição menos rígida, onde a faixa de correlação é maior que 50%. Lembra-se que tais equações foram obtidas

por Rappaport [11], a partir de medições em determinado ambiente, portanto, embora sejam usadas, frequentemente, para se calcular a relação entre a banda de coerência e o espalhamento de retardo, não se ajusta a muitos ambientes.

Quando a faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado faixa estreita e o sinal é pouco afetado pela seletividade do multipercurso, pois toda a faixa ocupada pelo sinal estará numa região aproximadamente plana do canal. Por outro lado, se a faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado faixa larga e é muito afetado pela seletividade do canal, onde as componentes espectrais são afetadas diferentemente pelo canal. Nesse caso, o emprego da diversidade em frequência melhora o desempenho do sistema e o sinal é transmitido em duas portadoras que devem estar espaçadas de, no mínimo, um valor igual à banda de coerência, para que seu emprego seja efetivo.

Como será visto no item 3.3, a banda de coerência é determinada a partir da função $R_T(\omega, \eta)$, que representa a correlação do sinal na frequência, ao longo do tempo, e pode ser determinada a partir da função do canal $T(f, t)$. Como Shenoi [12] define, a correlação de funções periódicas e não periódicas determinísticas, bem como, uma estimativa para sinais não determinísticos, é dada pelas seguintes equações:

$$R_T(\Omega) = E[T(f) \cdot T^*(f + \Omega)] = \int_{-\infty}^{\infty} T(f) \cdot T^*(f + \Omega) df \quad (3.11)$$

Como se trata da solução discreta, tem-se:

$$[R_T(\Omega)]_p = \sum_{n=1}^{N-p} [T]_n \cdot [T]_{n+p}^* \quad (3.12)$$

onde $[T]_n$ é o vetor que contém as amostras da função de $T(f, t)$, N é o número de amostras discretas utilizadas na sondagem e p é o índice de posição do vetor de correlações, variando de 0 a $N-1$ e representando o espaçamento entre frequências discretas consecutivas (Δf) entre as amostras de $T(f, t)$.

Quando $\omega = 0$ e $p = 0$, tem-se o máximo de correlação, que vai diminuindo à medida que o espaçamento ω entre frequências vai aumentando, ou seja, p vai aumentando.

- Deslocamento Doppler (d_D): Desvio máximo de frequência sofrido pelo sinal transmitido, devido ao movimento entre transmissor (tx) e receptor (rx). Causa variação da fase do sinal recebido com o tempo, gerando uma modulação em frequência aleatória:

$$d_D = \frac{\sum_{i=1}^{M-1} \mu_i P_H(\mu_i)}{\sum_{i=0}^{M-1} P_H(\mu_i)} \quad (3.11)$$

onde M é o número de picos de correlação existentes no perfil de Doppler $P_H(\mu_i)$, associados a cada μ_i (amostra de Doppler).

- Espalhamento Doppler (σ_D): Desvio padrão da f.d.p que caracteriza o desvio Doppler, sendo o espalhamento espectral da taxa de variação no tempo do canal. É muito usado no projeto de algoritmos adaptativos, circuitos de recuperação de fase ou temporização, além de sincronização das multiplexadoras, no caso de OFDM.

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{M-1} (\mu_i - d_D)^2 P_H(\mu_i)}{\sum_{i=0}^{M-1} P_H(\mu_i)}} \quad (3.12)$$

- Tempo de coerência: tempo em que a resposta ao impulso pode ser considerada invariante, onde dois sinais recebidos possuem alta correlação. O uso de diversidade temporal (retransmissões) é limitado pelo tempo de coerência, onde o intervalo entre as retransmissões deve ser maior que o tempo de coerência, de forma que elas sejam afetadas diferentemente pelo canal, tornando a diversidade efetiva.

3.3. Caracterização do Canal Rádio Móvel

3.3.1. Faixa Estreita

Para este tipo de caracterização, deve-se transmitir um sinal CW (*continuous wave*) chamado de tom puro, ou seja, um sinal com largura de banda muito estreita e sem modulação, similar ao impulso na frequência. Realiza-se a sondagem, baseada na medição da potência capturada no receptor, assim pode-se obter a variação rápida do sinal. A partir desta, chega-se à variação lenta, bem como a perda com a distância.

Diversos modelos de predição para áreas externas e internas foram propostos e desenvolvidos por pesquisadores com base em medições realizadas, gerando os modelos empíricos. A predição determinística, com fundamentação teórica, exige mais recursos computacionais para processamento e a semi-empírica é uma mistura da fundamentação teórica com dados obtidos em medições, de resultado rápido e evitando necessidade de detalhamento da área de propagação. Cada um deles estabelece um critério para prever a potência do sinal recebido a uma dada distância do transmissor, levando em consideração diversos fatores como o terreno, ambiente, clima, frequência de operação e altura das antenas, de forma que o modelo se ajuste da melhor forma ao canal usado.

Ao processar os dados obtidos de medições, podemos realizar uma comparação entre a perda com a distância obtida pelo processamento dos dados e pelos modelos de predição mais aplicados ao tipo de canal sondado, frequência e características outras, que variam de um modelo a outro. Para o canal em estudo neste trabalho, Okumura-Hata [13], Hata COST231 [7], Walfish-Ikegami [13], Erceg e SUI [7] são os modelos mais usuais.

3.3.2. Faixa Larga

A caracterização do canal rádio móvel é complexa, devido a sua não estacionariedade, porém, segundo Parsons [14], se apenas pequenos intervalos de tempo ou curtas distâncias são tomadas, o canal pode ser dito como estacionário no sentido amplo no domínio do tempo e com espalhamento descorrelacionado no domínio do retardo, representando um canal WSSUS, de forma que a função de correlação que o representa pode ser simplificada.

Conforme Parsons [14], o canal é tratado inicialmente como um filtro deterministicamente variável no tempo, com resposta impulsiva deterministicamente variante no tempo. A função que caracteriza a resposta ao impulso do canal nos domínios do tempo e do retardo é chamada de função espalhamento de retardos da entrada $h(t, \tau)$, e representa o espalhamento do sinal de entrada do canal no domínio dos retardos. Tal função é plotada na Figura 17, para diferentes instantes de tempo. Conhecendo a função $h(t, \tau)$ pode-se obter o perfil de potência de retardos, dado pela seguinte expressão:

$$P_h(\tau) = h(t, \tau) \cdot h^*(t, \tau) = |h(t, \tau)|^2 \quad (3.15)$$

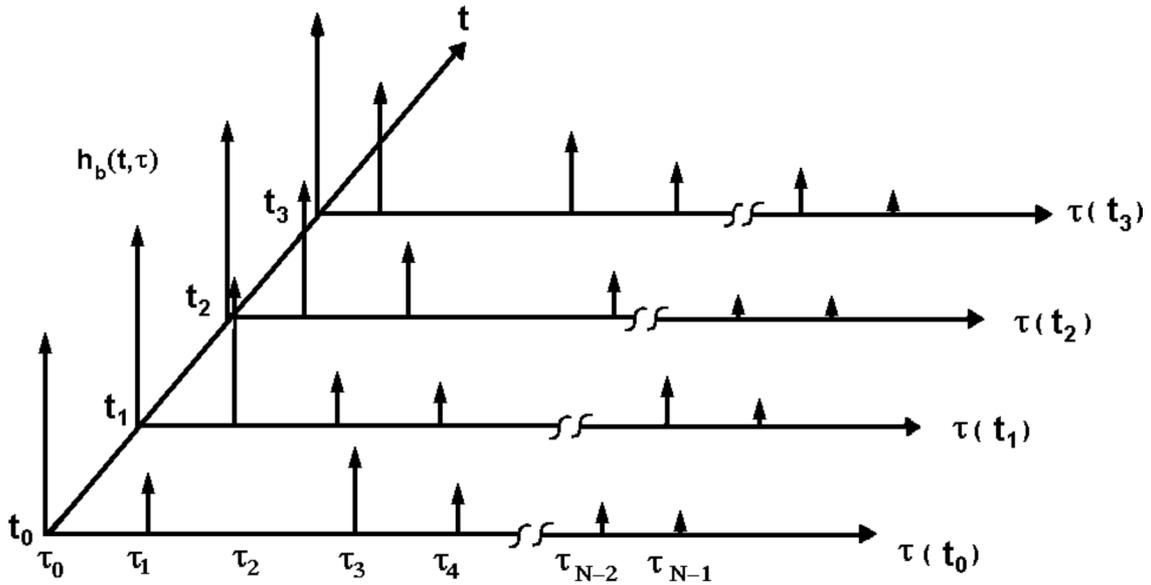


Figura 17 - Resposta ao impulso para um canal sob o efeito de multipercursos - $h(t, \tau)$.

A envoltória complexa, $z(t)$, do sinal de saída do canal pode ser calculada relacionando a envoltória complexa $y(t)$, do sinal de entrada do canal, com a resposta ao impulso do canal $h(t, \tau)$, através da convolução:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) y(t - \tau) d\tau \quad (3.13)$$

Segundo Bello [15], a saída do canal no domínio da frequência e Doppler, dual de $h(t, \tau)$, é dada por:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f, \mu) Y(f - \mu) d\mu \quad (3.14)$$

onde $H(f, \mu)$ é a função de transferência do canal, escrita no domínio de frequência e deslocamento Doppler.

A função do canal pode ainda ser escrita nos domínios retardo/deslocamento Doppler e frequência/tempo [15].

$$S(\tau, \nu) = F_t\{h(t, \tau)\} \quad (3.15)$$

$$T(f, t) = F_\tau\{h(t, \tau)\} \quad (3.16)$$

Na Figura 18 [16], pode ser observada a função do canal em qualquer um dos quatro domínios (t, τ) , (t, f) , (μ, f) e (μ, τ) , usada para realizar a caracterização faixa largado canal de propagação. Em qualquer domínio, pode-se obter a função do canal pela transformada de Fourier em um dos domínios: tempo, retardo, frequência ou Doppler.

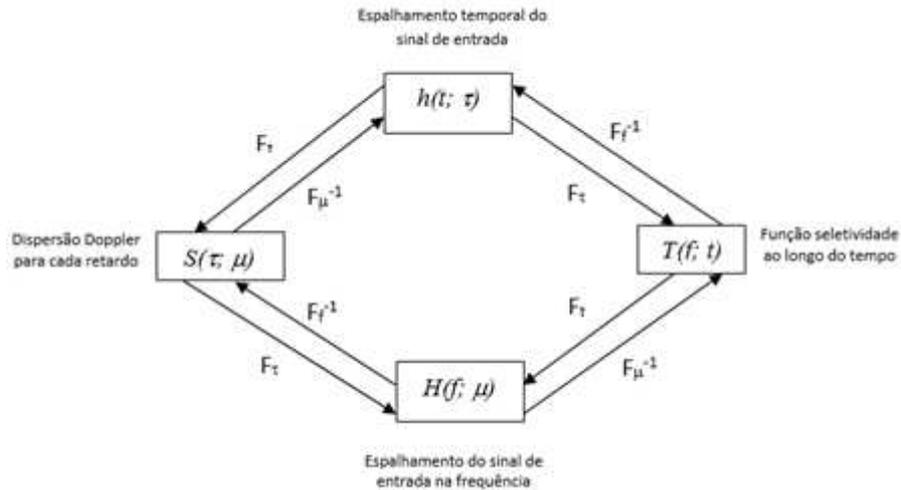


Figura 18 - Funções do sistema.

O canal rádio móvel real, entretanto, não é determinístico e devido à sua aleatoriedade, as funções que o representam são processos estocásticos, descritos por funções de densidade de probabilidade conjunta multidimensional. Para obter essas funções, Parsons [14] propõe trabalhar de forma aproximada usando funções autocorrelação para a caracterização do canal, pois elas evitam a necessidade de um número alto de medições.

Se $X(t)$ é um processo estocástico, sua autocorrelação é dada por:

$$R_X(t_1, t_2) = E[X(t_1) \cdot X^*(t_2)] \quad (3.17)$$

Sendo assim, as funções de autocorrelação que representam o canal rádio móvel são definidas da forma seguinte e representadas na Figura 19.

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = E[h(t_1, \tau_1) \cdot h^*(t_2, \tau_2)] \quad (3.18)$$

$$R_H(f_1, f_2; \mu_1, \mu_2) = E[H(f_1, \mu_1) \cdot H^*(f_2, \mu_2)] \quad (3.19)$$

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \mu_1, \mu_2) = E[S(\tau_1; \mu_1) \cdot S^*(\tau_2; \mu_2)] \quad (3.20)$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = E[T(f_1; t_1) \cdot T^*(f_2; t_2)] \quad (3.21)$$

onde μ_1 e μ_2 são deslocamentos Doppler associados aos instantes t_1 e t_2 e f_1 e f_2 são frequências associadas aos retardos τ_1 e τ_2 .

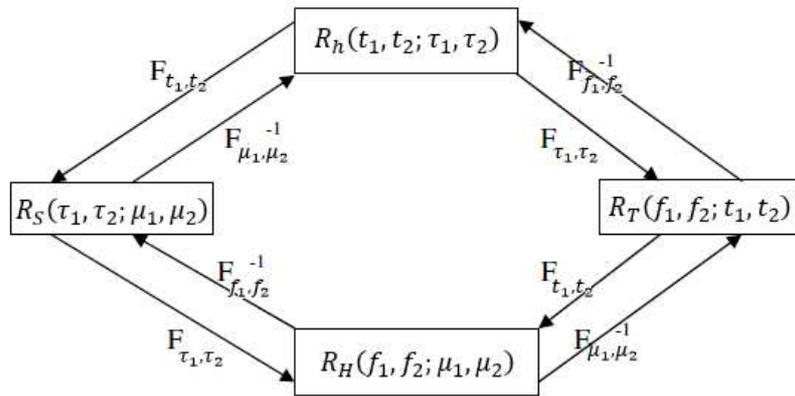


Figura 19 - Relação entre funções de autocorrelação do canal.

Assume-se que as funções autocorrelação do sistema podem ser simplificadas, quando consideradas estacionárias no sentido amplo para o domínio do tempo, ou seja, a função autocorrelação não depende das variáveis de tempo t_1 e t_2 , somente da diferença entre as mesmas [17], definida como $\eta = t_1 - t_2$. Como as funções nos domínios tempo e frequência são duais, a função autocorrelação, dependente das variáveis de frequência é considerada estacionária no sentido amplo e depende, apenas, da diferença $\omega = f_1 - f_2$. Sendo assim, ao aplicar a transformada de Fourier em R_h para obter a autocorrelação

de R_S e em R_T para obter R_H , e considerando o processo WSS para o domínio do tempo, tem-se:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \mu_1, \mu_2) = \delta(\mu_1 - \mu_2) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau_1, \tau_2) \cdot e^{-2\pi j \mu_2 \eta} d\eta \quad (3.22)$$

$$R_H(f_1, f_2; \mu_1, \mu_2) = \delta(\mu_1 - \mu_2) \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f_1, f_2; \eta) \cdot e^{-2\pi j \mu_2 \eta} d\eta \quad (3.23)$$

Vale observar que R_S e R_H só não são nulas quando $\mu_1 = \mu_2$, significando que μ_1 e μ_2 são descorrelacionadas.

A integral da equação (3.22) é definida como a densidade espectral de potência de retardo e deslocamentos de frequência, já a da equação (3.23) é definida como a densidade espectral de potência de frequências e deslocamentos de frequência, com as seguintes notações:

$$P_S(\tau_1, \tau_2; \mu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau_1, \tau_2) \cdot e^{-2\pi j \mu_2 \eta} d\eta \quad (3.24)$$

$$P_H(f_1, f_2; \mu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f_1, f_2; \eta) \cdot e^{-2\pi j \mu_2 \eta} d\eta \quad (3.25)$$

Considerando-se o canal com espalhamento descorrelacionado (correlação nula entre a contribuição dos espalhadores para a trajetória de multipercursos, que apresentam retardos distintos), analogamente à equação (3.22), devido à dualidade das funções do canal, tem-se:

$$R_S(\tau_1, \tau_2; \mu_1, \mu_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2) \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\omega; \mu_1, \mu_2) \cdot e^{2\pi j \tau_2 \omega} d\omega \quad (3.26)$$

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2) \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\omega; t_1, t_2) \cdot e^{2\pi j \tau_2 \omega} d\omega \quad (3.27)$$

A integral da equação (3.26) é definida como a densidade espectral de potência de retardo e Doppler, já a da equação (3.27) é definida como a densidade espectral de potência de retardo e tempo, com as seguintes notações:

$$P_S(\mu_1, \mu_2; \tau_2) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\omega; \mu_1, \mu_2) \cdot e^{2\pi j \tau_2 \omega} d\omega \quad (3.28)$$

$$P_h(t_1, t_2; \tau_2) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(t_1, t_2; \omega) \cdot e^{2\pi j \tau_2 \omega} d\omega \quad (3.29)$$

Podemos reescrever a equação (3.27) da seguinte forma:

$$R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2) P_h(t_1, t_2; \tau_2) \quad (3.30)$$

E substituindo a equação (3.30) na (3.24), obtemos:

$$P_S(\tau_1, \tau_2; \mu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau_1 - \tau_2) P_h(\eta; \tau_2) e^{-2\pi j \mu_2 \eta} d\eta \quad (3.31)$$

Cabe ressaltar que P_S só não é nulo quando $\tau_1 = \tau_2$, significando que τ_1 e τ_2 são descorrelacionadas. Sendo assim, chega-se à equação:

$$P_S(\tau_2; \mu_2) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\eta; \tau_2) e^{-2\pi j \mu_2 \eta} d\eta \quad (3.32)$$

e P_S é dada pela transformada direta da função densidade espectral de potência P_h . Uma vez medido $P_h(\eta; \tau_2)$, pode-se obter as funções P_S, P_H e R_T , por meio de transformadas de Fourier, como se observa na Figura 20. As funções $P_h(\eta; \tau)$ e $P_H(\mu; \omega)$ são denominadas, respectivamente perfil de potência de retardo e perfil de Doppler.

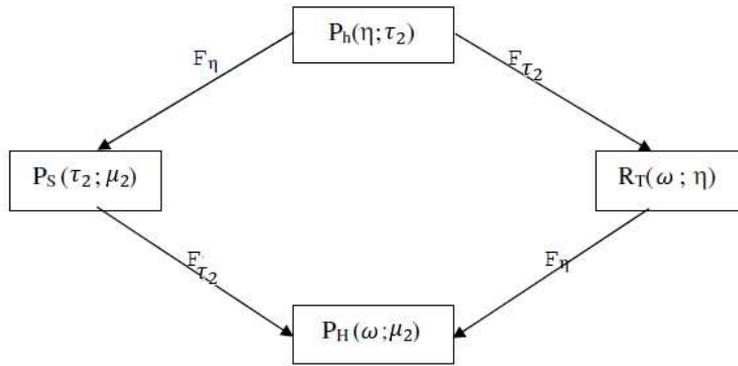


Figura 20 - Relação entre as funções de correlação do canal.

Assim, conhecendo uma das funções, qualquer outra pode ser obtida por meio de Transformada de Fourier.

Tomando a autocorrelação da envoltória complexa do sinal obtém-se:

$$R_Z(t_1, t_2) = E[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t_1 - \tau) \cdot y^*(t_2 - \eta) \cdot h(t_1; \tau) \cdot h^*(t_2; \eta) d\tau d\eta] \quad (3.33)$$

$$R_Z(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t_1 - \tau) \cdot y^*(t_2 - \eta) \cdot R_h(t_1, t_2; \tau_1, \tau_2) d\tau d\eta \quad (3.34)$$

e pela substituição da equação (3.30), obtém-se:

$$R_Z(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t_1 - \tau) \cdot y^*(t_2 - \eta) \cdot \delta(\eta - \tau) P_h(t_1, t_2; \tau_2) d\tau d\eta \quad (3.35)$$

Considerando o instante de observação, ou seja, $t_2 = t_1$ a densidade espectral de potência de retardo e tempo $P_h(t_1, t_2; \tau_2)$ passa a ser $P_h(t)$, assim a equação (3.35) passa a ser:

$$R_Z(t, t) = \int_{-\infty}^{\infty} |y(t - \tau)|^2 \cdot P_h(t) d\tau \quad (3.36)$$

Caso a entrada y seja impulsional, a equação (3.36) reduz-se a:

$$R_Z(t, t) = P_h(t) \quad (3.37)$$

Assim, com as simplificações propostas por Parsons [14], encontra-se o perfil de potência de retardos calculando-se a autocorrelação do sinal recebido, o que permite também encontrar os parâmetros do canal rádio móvel real e variante no tempo, sem o conhecimento das funções densidade de probabilidade conjunta multidimensional.

3.4. Técnicas de Sondagem

A fim de permitir a caracterização dos diversos parâmetros do canal rádio móvel é necessário realizar uma sondagem no mesmo, que consiste na coleta de um sinal conhecido que é transmitido por esse canal que se deseja caracterizar e, em seguida, processar os dados obtidos das medições realizadas na sondagem.

Existem diversas técnicas de sondagem empregadas para caracterização de um canal rádio móvel e a escolha da técnica a ser utilizada depende da aplicação prevista e ambiente onde os dados serão coletados. A escolha deve ser feita entre transmissão em faixa estreita ou larga e se a caracterização desejada é no domínio do tempo ou frequência.

3.4.1. Sondagem faixa estreita

Esta técnica é bem simples. Consiste na transmissão de um impulso na frequência (portadora não modulada) e, no receptor, se observa a amplitude e fase do sinal recebido. Diversas variações são observadas devido ao acréscimo de fases aleatórias oriundas da composição dos multipercursos que chegam ao receptor em cada instante.

Ao utilizar essa sondagem, pode-se obter a variação em larga e pequena escala do sinal, bem como suas estatísticas, além de prever a potência do sinal recebido a uma dada distância do transmissor. Com a sondagem em faixa estreita, a caracterização do canal é

associada ao domínio da frequência, pois o impulso de frequência (tom) transmitido é recebido como um sinal de variabilidade com o tempo.

3.4.2. Sondagem faixa larga

Neste caso, as diversas técnicas são agrupadas no domínio do tempo ou no domínio da frequência, onde o ambiente em que os dados serão coletados é o fator principal para a escolha da técnica a ser usada.

Ao utilizar essas técnicas, pode-se obter, também, a previsão da potência do sinal recebido a uma dada distância do transmissor, bem como os parâmetros que caracterizam o canal rádio móvel apresentados no item 3.2, possibilitando compreender o comportamento do canal no ambiente onde as medições foram realizadas, além de promover melhorias no projeto e no desempenho dos sistemas de telecomunicações.

- Sondagem no domínio do tempo:
 - Por pulsos periódicos: consiste na transmissão de um trem de pulsos de curta duração e, em seguida, observa-se o sinal recebido, que é a convolução da resposta ao impulso do canal com o sinal transmitido. Como os transmissores pulsados são limitados em potência de pico, os multipercursos mais fracos não são detectados corretamente, portanto, esta técnica é mais indicada para ambientes *indoor*. A detecção é realizada pela envoltória, desta forma a fase instantânea é desconhecida, impossibilitando o cálculo correto do deslocamento Doppler;
 - Por compressão de pulsos: consiste na transmissão de uma sequência pseudoaleatória, similar ao ruído branco, que é uma função

constante numa faixa larga de frequências. Existem duas técnicas que utilizam a sequência pseudoaleatória.

- Convolução com filtro casado: cujas principais características são a possibilidade de ser implementado por *software*. Considerar que, durante a transmissão de um pulso, as características do canal não apresentem variações significativas e não é necessário gerar sequência pseudoaleatória no receptor.
- Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada – *Swept-Time Delay Cross Correlation* (STDCC): cujas principais características são a necessidade de gerar a sequência pseudoaleatória no receptor, de forma a obtermos picos de correlação e a compressão do sinal no receptor.
- Sondagem no domínio da frequência:
 - Técnica de varredura em frequência: transmite-se um tom em faixa estreita e realiza-se a varredura contínua em frequência do canal em um analisador vetorial de rede. Neste caso, assume-se que o canal é invariável no tempo em que uma varredura é realizada. Esta técnica é mais adequada para sondagens *indoor*, devido à necessidade de conexão do transmissor ao receptor.
 - Técnica de multiportadoras: consiste na transmissão paralela de múltiplas portadoras em bandas estreitas a fim de verificar o efeito do canal, simultaneamente, em várias frequências. Esta técnica é utilizada em conjunto com a modulação OFDM, uma vez que a ortogonalidade entre subportadoras garante que não ocorram interferências entre subportadoras vizinhas, desde que o Doppler seja

desprezível. Com essa técnica, tem-se maior robustez a multipercursos, visto que o sinal banda larga é mais susceptível aos efeitos do multipercurso devido à seletividade em frequência. O sinal transmitido é capturado, processado e sua autocorrelação resulta no perfil de potência de retardos, que contém espúrios gerados pelo ruído do canal.

Neste trabalho, foi realizada a sondagem no domínio da frequência e utilizada a técnica de multiportadoras, que tem sido amplamente usada em trabalhos recentes [18] e [19] e se mostra eficiente para sondagem de canal banda larga *outdoor*.

4. Técnica de Cancelamento de Interferências entre portadoras - CIP

Com a evolução das tecnologias de acesso à rede, a necessidade de prover acesso com alta confiabilidade a usuários com mobilidade em alta velocidade tornou-se maior. Isso configura um grande desafio, pois nessa situação o canal rádio móvel torna-se mais rapidamente variante no tempo, levando a maiores deslocamentos Doppler, destruindo a ortogonalidade entre as subportadoras, causando a interferência entre elas. Para contornar este efeito, neste capítulo, será detalhada uma técnica cuja aplicação reduz as interferências causadas pelo desvio Doppler nos sistemas OFDM de alta velocidade, com uma ou mais antenas na transmissão e recepção.

4.1. Funcionamento

Para prover o suporte à alta mobilidade, de até 350 km/h (velocidade em que um trem bala pode se locomover), prometido pelo padrão LTE, os métodos de estimação de canal, que assumem que o canal é invariante durante um símbolo OFDM [20, 21 e 22], não podem ser usados. Diversos trabalhos têm considerado a estimação do canal variante no tempo em alta mobilidade, porém, sem utilizar informação do desvio Doppler. Então, é proposto em [23] um algoritmo inovador, que utiliza a informação de desvio Doppler e os símbolos de dados para estimar o canal, de forma iterativa, e um esquema de cancelamento de interferência entre portadoras para sistemas com alta mobilidade.

Os coeficientes do canal, no domínio do tempo, são aproximados pela interpolação ponderada do canal, no domínio do tempo. Para isto, um conjunto de coeficientes do canal, no domínio do tempo, denominados de marcadores no domínio do

tempo, são escolhidos, e então, os demais coeficientes do canal são aproximados pela interpolação de dois marcadores, escolhidos de forma que tenham máxima correlação com o respectivo coeficiente do canal.

Os pesos de cada marcador são calculados de acordo com o desvio Doppler, aferido no receptor e, para estimá-los, é usado o método *Least-Square* (LS). Uma vez calculados todos os marcadores, a estimativa de interferência entre portadoras é subtraída do sinal recebido, então, este sinal passa por um combinador de decisão estatística, onde um sinal com as decisões estatísticas é obtido combinando recursivamente valores atuais e de iterações anteriores. Desta forma, a relação sinal interferência e ruído melhora.

Conforme os resultados apresentados em [23], pode-se observar que a técnica proposta é significativamente melhor que as técnicas descritas em [24] e [25], que não utilizam informação do desvio Doppler, apresentando melhor custo benefício entre complexidade e desempenho, comparada a métodos amplamente conhecidos, como *Zero Forcing* (ZF) e Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE), além de possuir desempenho próximo de um sistema onde as informações do estado do canal são conhecidas.

Esta técnica supõe um sistema MIMO-OFDM com M_T antenas transmissoras e M_R antenas receptoras, onde cada antena transmissora envia diferentes símbolos OFDM, sendo $X_p(k)$, o símbolo OFDM enviado pela antena p na subportadora k, portanto, o símbolo OFDM transmitido pela p-ésima antena e por todas antenas são expressos, respectivamente, por:

$$X_p = \begin{matrix} X_p(0) \\ \dots \\ X_p(N-1) \end{matrix} \quad (4.1)$$

$$X = \begin{matrix} X_1(k) \\ \dots \\ X_p(k) \\ \dots \\ X_{M_T}(k) \end{matrix} \quad (4.2)$$

onde N é o número de subportadoras do símbolo OFDM.

A seguir, é feita a IDFT deste sinal e adicionado o intervalo de guarda, maior ou igual ao valor máximo do espalhamento médio de retardo do canal, para que, finalmente, ele propague pelo canal rádio móvel. Desta forma, o sinal é recebido por uma das antenas, onde é feita a conversão serial-paralelo e retirado o intervalo de guarda. Após estas operações, o sinal recebido pela q -ésima antena, no instante n , é representado por:

$$r_q(n) = \sum_{p=1}^{M_T} \left(h_{p,q}(l, n) \otimes x_p(n) \right) + w_q(n) \quad (4.3)$$

onde $h_{p,q}(l, n) \otimes x_p(n)$ é a convolução cíclica do sinal transmitido e a resposta ao impulso do l -ésimo canal entre a p -ésima antena de transmissão e a q -ésima antena de recepção, no instante n , e $w_q(n)$ é o ruído branco (AWGN).

Após esta etapa, é feita a DFT no sinal recebido, descrito na equação (4.3), assim obtendo-se o símbolo OFDM recebido pela q -ésima antena e a k -ésima subportadora, apresentado na equação (4.4).

$$R_q(k) = DFT \left(r_q(n) \right) = \sum_{p=1}^{M_T} DFT \left(h_{p,q}(l, n) \otimes x_p(n) \right) + W_q(k) \quad (4.4)$$

O sinal recebido por todas as M_R antenas de recepção pode ser representado matricialmente pela equação (4.5):

$$R = \mathcal{H}X + W \quad (4.5)$$

onde R e \mathcal{H} são definidos pelas equações (4.6) e (4.8), respectivamente.

$$R = \begin{bmatrix} R_1(k) \\ \dots \\ R_q(k) \\ \dots \\ R_{M_R}(k) \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

$$R_q = \begin{bmatrix} X_q(0) \\ \dots \\ X_q(N-1) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\mathcal{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & \dots & H_{M_T,1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{1,M_R} & \dots & H_{M_T,M_R} \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

Para realizar a estimativa do canal, primeiramente, é feita a seleção dos M marcadores no domínio do tempo. Assim, é definido $h_n^{p,q}$, onde $0 \leq n \leq N - 1$, como os elementos não nulos da n -ésima linha da matriz de resposta do canal no domínio do tempo. Considerando que em cada linha temos L elementos não nulos, portanto, para estimar os parâmetros do canal variante no tempo, seria preciso estimar $N \cdot L$ parâmetros, impactando na complexidade computacional no receptor. Para reduzi-la, são usadas apenas M linhas da matriz de resposta do canal, chamadas de marcadores e, a partir destes valores, os parâmetros necessários são calculados usando a interpolação entre os coeficientes definidos em M . Assim, o número de parâmetros a serem estimados passa a ser $M \cdot L$, onde $M \ll N$.

Desta forma, cada canal $h_{n(m)}^{p,q}$, onde $n(m)$ indica o índice da linha selecionada da matriz de resposta do canal e $0 \leq m \leq M$, pode ser expresso como uma combinação linear dos M marcadores, conforme a equação (4.9), onde $a_{l,n,p,q}$ é o vetor com os pesos de interpolação.

$$h_{p,q}(l, n) = [a_{l,n,p,q}(m(1)) \dots a_{l,n,p,q}(m(M))] \begin{bmatrix} h_{p,q}(l, m(1)) \\ \dots \\ h_{p,q}(l, m(M)) \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Para reduzir o número de pesos de interpolação que precisam ser calculados para cada coeficiente do canal, uma interpolação entre dois marcadores, $m(1)$ e $m(2)$, é usada para expressar cada coeficiente $h_{p,q}(l, n)$. Esses dois marcadores são escolhidos de forma que tenham máxima correlação com $h_{p,q}(l, n)$, ou seja, serão selecionados dois marcadores que são o mais próximo do respectivo coeficiente do canal reduzindo, assim, o número de marcadores requeridos para a interpolação para apenas dois.

Os pesos usados na interpolação são calculados levando em consideração o desvio Doppler e a correlação entre $h_{p,q}(l, n)$ e $h_{p,q}(l, m)$, definida pela equação (4.10). Considerando o canal do tipo Rayleigh ou Rice, a correlação entre $h_{p,q}(l, n)$ e $h_{p,q}(l, m)$, para ambos os casos, depende apenas do desvio Doppler. É assumido que o desvio Doppler é fixo durante a transmissão de um símbolo OFDM, porém varia de um símbolo para outro. Assim, para cada símbolo OFDM, o desvio Doppler é calculado e os pesos são determinados, conforme a equação (4.11).

$$D[m, n] := E[h_{p,q}(l, m), h_{p,q}^H(l, n)] \quad (4.10)$$

$$\alpha_{l,n,p,q}^{NZ}{}^H = R_{n,1}^{p,q} \cdot R_{n,2}^{p,q-1} \quad (4.11)$$

$$R_{n,1}^{p,q} = [D[m(1), n] \quad D[m(2), n]] \quad (4.12)$$

$$R_{n,2}^{p,q} = \begin{bmatrix} D[m(1), m(1)] & D[m(1), m(2)] \\ D[m(2), m(1)] & D[m(2), m(2)] \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

Assim, os autores [23] propõem calcular os coeficientes do canal com base no desvio Doppler. Levando em consideração a equação (4.5), será feita comparação do sinal recebido a partir da equação com o sinal recebido pela sondagem.

A cada iteração de estimação do canal, é feito o cancelamento de interferência pela utilização dos módulos *parallel interference cancellation* (PIC) e *decision statistical combining* (DSC), combinados em um único processo iterativo. O módulo PIC-DSC e a detecção do símbolo são feitos uma vez e, a partir disso, os símbolos são enviados de volta ao estimador, diminuindo a complexidade computacional.

Esta técnica define que, para a t -ésima iteração e para os símbolos transmitidos pela p -ésima antena, o sinal sem interferência é dado pela equação (4.14):

$$Y_p^{(t)} = \left(\mathcal{H}_{diag}^{(t)+} \right)_p \left(R - \mathcal{H}_{ndiag}^{(t)} \cdot X^{(t-1)} - \mathcal{H}_{diag}^{(t)} \cdot X_{(zero,p)}^{(t-1)} \right) \quad (4.14)$$

onde $\mathcal{H}_{diag}^{(t)}$ se refere à matriz onde os elementos fora da diagonal principal de $H_{p,q}^{(t)}$ são forçados a serem nulos e $\mathcal{H}_{ndiag}^{(t)}$ se refere à matriz onde os elementos da diagonal principal de $H_{p,q}^{(t)}$ são forçados a serem nulos. $X_{(zero,p)}^{(t-1)}$ é o símbolo transmitido estimado na $(t - 1)$ -ésima iteração, exceto para os elementos correspondentes à p -ésima antena de transmissão que são forçados a zero, e $\mathcal{H}_{diag}^{(t)+}$ é a p -ésima linha da matriz pseudo-inversa de $\mathcal{H}_{diag}^{(t)}$. A componente que demonstra a interferência entre portadoras é dada por $\mathcal{H}_{ndiag}^{(t)} \cdot X^{(t-1)} - \mathcal{H}_{diag}^{(t)} \cdot X_{(zero,p)}^{(t-1)}$.

Em cenários de alta interferência, o detector se torna instável, Marinkovic *et al.* [26] propõem utilizar o método DSC, que melhora a relação sinal ruído e interferência. Desta forma, o sinal sem interferência passa a ser calculado como uma soma ponderada

de $Y_p^{(t)}$ e a saída, $Y_{DSC,p}^{(t-1)}$, da iteração anterior. Assim, o sinal sem interferência é dado pela equação (4.15):

$$Y_{DSC,p}^{(t)} = \frac{(\sigma_{DSC,p}^{t-1})^2}{z} Y_p^{(t)} + \frac{(\sigma_p^t)^2}{z} Y_{DSC,p}^{(t-1)} \quad (4.15)$$

$$z = (\sigma_{DSC,p}^{t-1})^2 + (\sigma_p^t)^2 \quad (4.16)$$

onde $(\sigma_{DSC,p}^{t-1})^2$ e $(\sigma_p^t)^2$ são a variância de $Y_{DSC,p}^{(t-1)}$ e $Y_p^{(t)}$, respectivamente. O processo é repetido diversas vezes. E, se por um lado, conforme a correlação entre $Y_{DSC,p}^{(t-1)}$ e $Y_{DSC,p}^{(t)}$ aumenta, esta técnica não gera melhoras significativas, por outro lado, a estimativa da interferência sofrida torna-se mais confiável.

Os resultados apresentados em [23] foram simulados computacionalmente para um sistema OFDM operando na frequência de 5 GHz, com 512 subportadoras, e considerando a unidade móvel se movendo a 350 km/h ou velocidades maiores, o que significa um desvio Doppler máximo de 1620,37 Hz. Também é apresentada uma comparação da relação entre sinal e ruído (SNR) e taxa de erro de símbolo (SER) para as técnicas MMSE, ZF e a técnica proposta, verificando-se que apesar da técnica abordada neste trabalho apresentar SER, cerca de 1 dB maior que as outras, a complexidade computacional dela é 128 vezes menor que as outras.

5. Descrição do Ambiente e Sistema de Medição

Neste capítulo, serão detalhados o ambiente onde foram realizadas as medições, o seu planejamento e como as mesmas foram tomadas, assim como os esquemas de transmissão e de recepção usados para caracterização do canal em faixa larga. Além disso, serão expostas especificações e aplicações dos equipamentos utilizados durante a campanha de medições.

5.1. Descrição do Ambiente

Com o intuito de capturar sinal com significativo desvio Doppler, é necessário que a estação móvel esteja com velocidade alta, assim procurou-se realizar as medições em uma via expressa, onde fosse possível manter uma velocidade aproximadamente constante de 100 km/h.

Por questões de trânsito, foi escolhido tomar as medições ao longo da Linha Amarela durante um fim de semana, quando o fluxo de carros é menor e é mais fácil de alcançar alta velocidade e mantê-la constante. Em seguida, buscou-se um local ideal para montar o sistema de transmissão: o terraço de um prédio residencial, que foi cedido por um dos colaboradores deste trabalho.

Podemos observar, na Figura 21 e na Figura 22, que o ambiente das medições é uma área predominantemente composta por casas de dois andares, com poucos prédios mais elevados e algumas regiões com terreno mais elevado. O ambiente em questão é classificado como suburbano, segundo Parsons [14]. Visualiza-se, também, dois prédios altos, que em dado momento ficam na linha de visada entre a unidade móvel e a estação transmissora, causando difração e refração, também havendo reflexões do sinal nos

diversos obstáculos em que o sinal incide, chegando ao receptor na forma de multipercursos.



Figura 21 - Ambiente de medições, visada da antena transmissora.

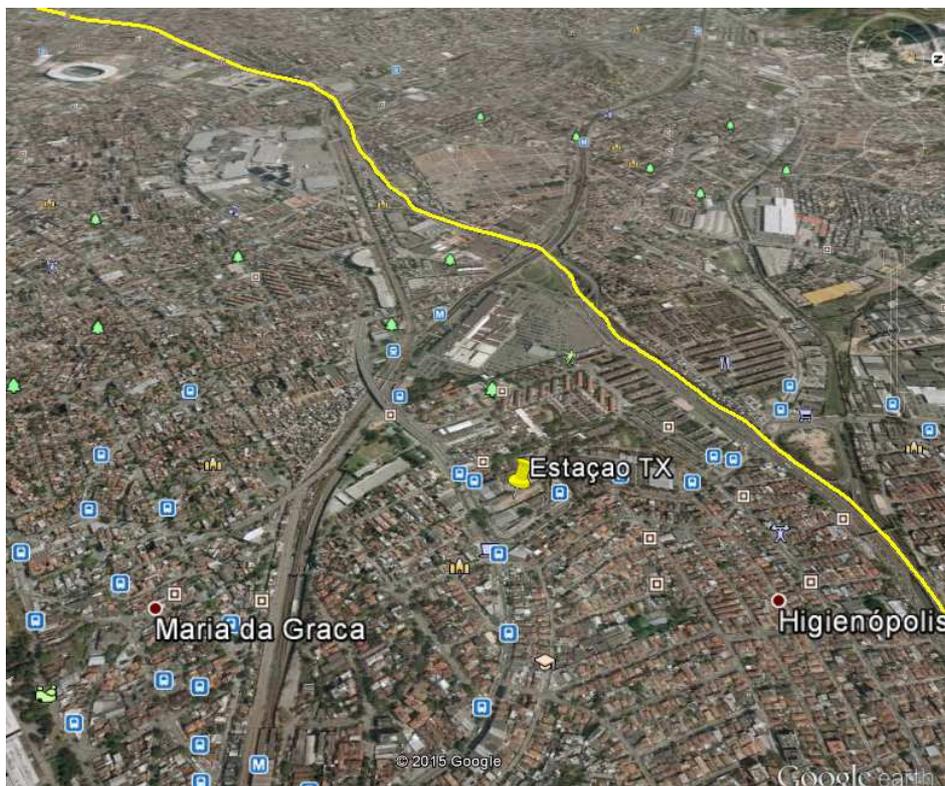


Figura 22–Localização da antena transmissora e linha amarela. (Fonte: *Google Earth*)

5.2. Planejamento de cobertura para o ambiente

Para observarmos sinais com maiores desvios Doppler, é necessário que a unidade móvel esteja se movendo rapidamente e que a frequência de operação seja elevada, quanto maior ela é, maior será o deslocamento Doppler do sinal coletado a uma dada velocidade. Nesse sentido, as medições foram realizadas em duas faixas de frequências, 2,5 GHz e 5,8 GHz, a fim de verificar a eficiência da técnica CIP e comparar seus resultados para diferentes deslocamentos Doppler medidos.

Para realizar as medições, buscou-se identificar, antecipadamente, a melhor frequência para transmissão de sinais nas faixas de 2,5 GHz e 5,8 GHz, nas quais não houvesse transmissões, evitando interferências. Isto feito, foi realizada uma varredura no canal ao longo da Linha Amarela nas faixas de 2,3 a 2,6 GHz e 5,7 a 5,9 GHz, onde pode ser verificado que o espectro estava livre na faixa de 2,49 a 2,53 GHz e na outra faixa tinha ocupação apenas entre 5,74 e 5,76 GHz, portanto, decidiu-se utilizar como frequências centrais nas duas faixas: 2,5 GHz e 5,86 GHz. Esta última foi escolhida para permitir a comparação com outros resultados de medições em áreas semelhantes.

A fim de otimizar tempo e obter dados em diferentes frequências com a mesma velocidade, foi idealizada a montagem de dois *setups* para coleta de dados em frequências diferentes, durante a mesma campanha. Para isso, foi montado um sistema de transmissão para a faixa de 5,8 GHz e outro para a faixa de 2,5 GHz no terraço do prédio e, na unidade móvel, foram montados dois sistemas de recepção operando em faixas distintas.

Foram usados dois computadores para realizar a aquisição do sinal OFDM transmitido, usando o analisador de sinal. Já a informação de distância, velocidade e sincronização de dados obtidos em cada sondagem, foi coletada pelo GPS em apenas um computador.

Foi planejado que, durante a campanha de medições, fosse percorrida toda a extensão da Linha Amarela que estivesse dentro da região do lóbulo principal das antenas de transmissão, com ou sem visada, conforme Figura 23 e Figura 24, totalizando cerca de 3,0 km, com velocidade aproximadamente constante de 100 km/h. Com estas medições, foi possível coletar o sinal OFDM transmitido diversas vezes e os dados referentes ao receptor como velocidade, distância e tempo, em frequências diferentes, de forma a obter o maior número de dados válidos possíveis.

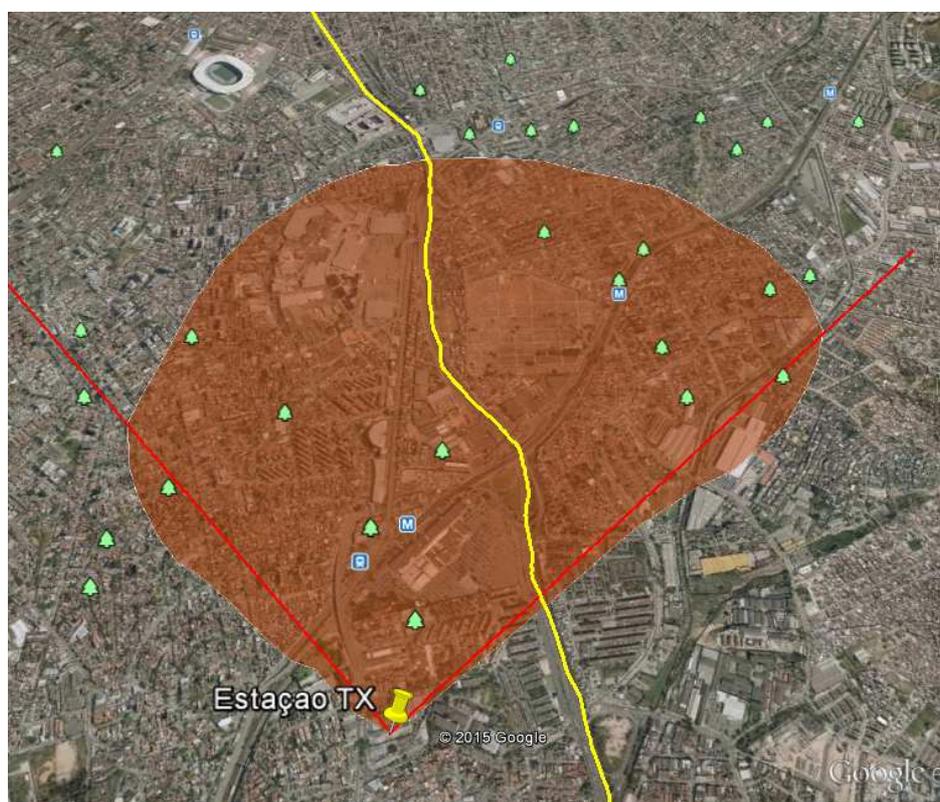


Figura 23 - Região do Lóbulo principal da antena de transmissão, com lóbulo de 90°.

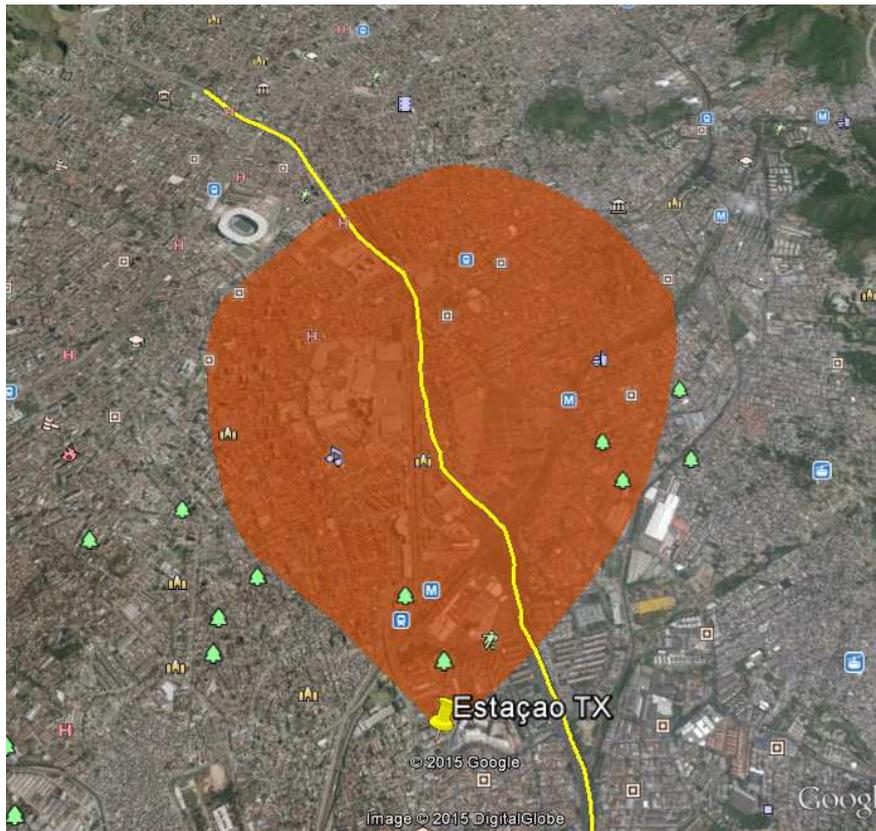


Figura 24 - Região do Lóbulo principal da antena de transmissão com lóbulo de 60°

5.3. Sistema de Transmissão

O sistema de transmissão é composto por um gerador vetorial de sinal, modelo MG3700A da *Anritsu*, que gera o sinal OFDM desejado em fase e quadratura, a partir da geração em *software* Matlab®, e o transmite. Este sinal é amplificado pelo amplificador de potência, que é alimentado por uma fonte DC, calibrada para 12 V ou 15V, dependendo da faixa de operação. Finalmente, o sinal é transmitido pela antena transmissora. A Figura 25 esquematiza o sistema de transmissão.

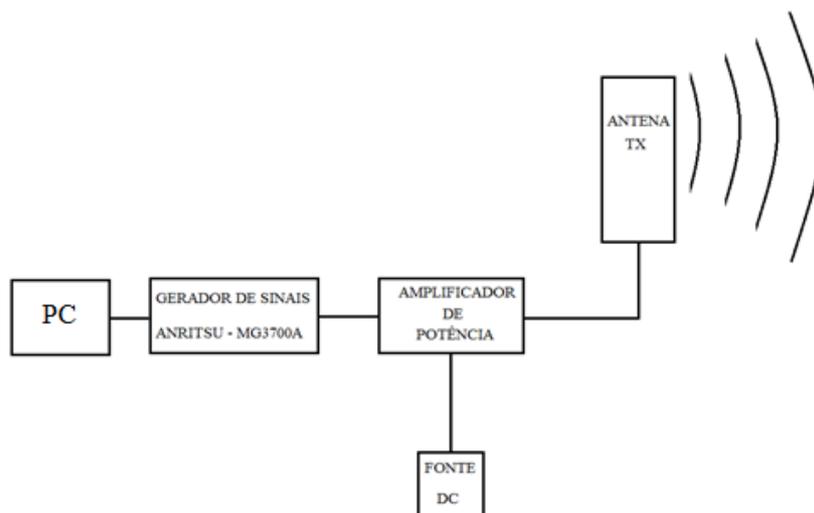


Figura 25 - Sistema de transmissão.

Como foi dito anteriormente, foram montados dois sistemas de transmissão idênticos, diferenciando-se nas antenas e amplificadores adequados para cada faixa. Para a faixa de 2,5 GHz, foram usados o amplificador MILIMEGA e antena *PCTEL*, já para a faixa de 5,8 GHz, foram usados o amplificador ZVE-3W-83+ e antena *OIWTECH*. As especificações dos amplificadores e antenas utilizadas estão no item 5.5.

Foram utilizados dois cabos de RF, um ligando o gerador à entrada do amplificador de potência, com 2 m de comprimento e perda de 1 dB e outro cabo ligando o amplificador de potência à antena, com 5 m de comprimento e perda de, aproximadamente, 3 dB.

5.4. Sistema de Recepção

O sistema de recepção, descrito na Figura 26, é composto por uma antena receptora, omnidirecional, fixada no teto da unidade móvel e conectada ao amplificador de baixo ruído (LNA), que amplifica o sinal recebido por ela. O amplificador, por sua vez, está ligado no analisador vetorial de sinal, modelo MS2692A da *Anritsu*,

equipamento onde os dados em fase e quadratura foram coletados e armazenados, por meio de um programa em Matlab® que permite seu uso remoto através de um computador, ligado a ele por uma rede local. Também temos o GPS que envia dados de latitude, longitude, velocidade, distância e sincronismo para o computador.

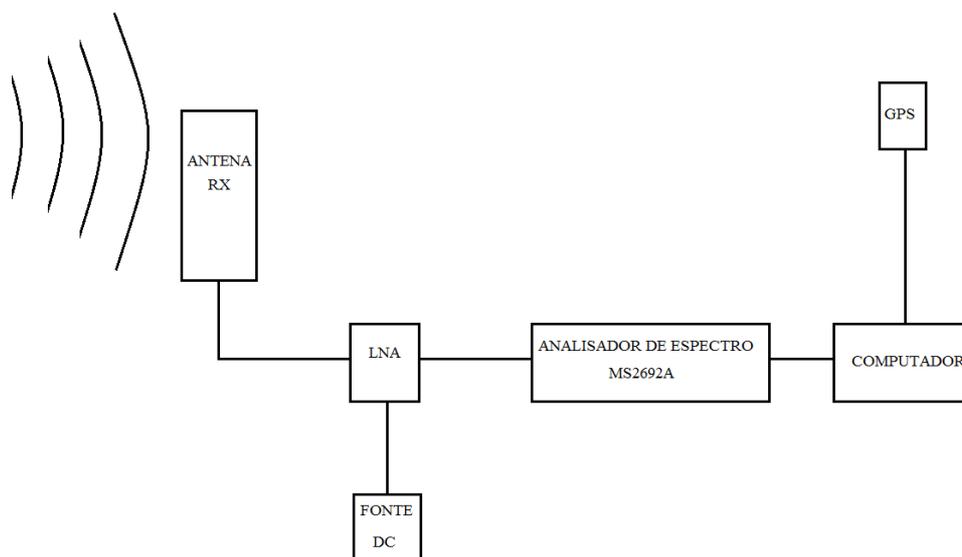


Figura 26 - Sistema de Recepção.

Da mesma forma que o sistema de transmissão, foram montados dois sistemas de recepção idênticos, diferenciando-se nas antenas e LNAs adequados para cada faixa de operação e que os dados do GPS foram colhidos apenas em um dos computadores. Para a faixa de 2,5 GHz, foram usados o LNA WENTEQ e a antena *Mobile Mark*; já para a faixa de 5,8 GHz, foram usados o LNA ZRL-3500 e antena *airMAX*. As especificações dos LNAs e antenas utilizadas estão no item 5.5.

Foram utilizados dois cabos de RF, um ligando a antena ao LNA, com 3 m de comprimento e perda de 1,5 dB e outro cabo, ligando o LNA ao analisador de espectro, com 5 m de comprimento e perda de, aproximadamente, 3 dB. Também foi usado cabo *ethernet* para realizar a conexão do computador ao analisador de espectro e um cabo USB para ligar o GPS ao computador.

5.5. Características relevantes dos equipamentos

➤ ANTENAS:

- Transmissão em 2,5 GHz (Figura 27): modelo SP2327-18XP60NUF, fabricante *PCTEL*. É uma antena setorial com lóbulo de 60°, projetada para operar na faixa de 2,3 a 2,7 GHz, com ganho de 18 dBi, VSWR menor que 1,5, relação frente-costas maior que 32 dB, com possibilidade de inclinar em até 10°, pesa 4 kg, resiste a ventos de até 200 km/h e tem comprimento de 1,23 m.



Figura 27 - Antena de transmissão, para faixa de 2,5 GHz.

- Transmissão em 5,8 GHz (Figura 28): modelo OIW-5817P09V, fabricante *OIWTECH*. É uma antena setorial com lóbulo de 90°, abertura vertical de 7° (Figura 29), projetada para operar na faixa de 5,725 a 5,85 GHz. Possui ganho de 17 dBi, VSWR menor que 1,5, possibilidade de inclinar em até 10°, pesa 3 kg e tem comprimento de 57 cm.



Figura 28 - Antena de Transmissão, para faixa de 5,8 GHz.

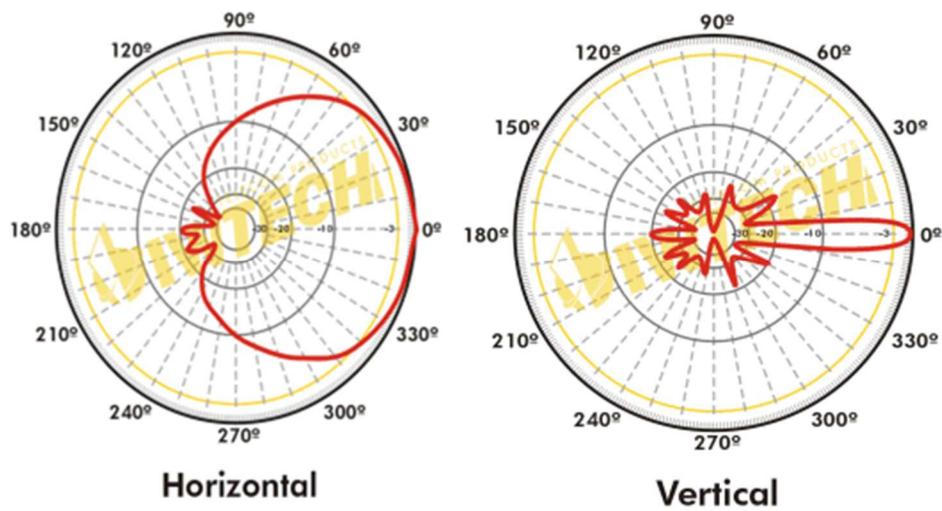


Figura 29 - Diagrama de irradiação da antena OIW-5817P09V.

- Recepção em 2,5 GHz (Figura 30): modelo MGRM-WLF-1C-BLK-120, fabricante *Mobile Mark*, é uma antena omnidirecional, projetada para operar na faixa de 694 a 894 MHz e 1,7 a 2,7 GHz, com ganho de 3 dBi, VSWR máximo de 2:1 em toda faixa de operação e possui base magnética para instalações móveis. Pesa cerca de 500 g e tem comprimento de 9 cm.



Figura 30 - Antena de recepção, para faixa de 2,5 GHz.

- Recepção em 5,8 GHz (Figura 31): modelo AMO-5G13, fabricante *airMAX*, é uma antena omnidirecional, projetada para operar na faixa de 5,45 a 5,85 GHz, com ganho de 13 dBi, VSWR máximo de 1,5, abertura vertical de 7°, resistente a ventos de até 200 km/h, polarização linear, isolamento de *cross-pol* de 25 dB e comprimento de 80 cm.



Figura 31- Antena de recepção, para faixa de 5,8 GHz.

➤ Amplificador:

- Transmissão em 2,5 GHz (Figura 32): modelo AS0204-7M, fabricado pela MILMEGA, é um amplificador de estado sólido de alta confiabilidade e com tamanho e peso reduzidos, que fornece potência de até 7 W no ponto de 1 dB de compressão, e ganho de 32 dB. Foi projetado para operar na faixa de 2 GHz até 4,0 GHz, sendo alimentado por fonte externa de 12 V, sendo que uma tensão maior que 14 V pode causar danos ao aparelho, cabendo ressaltar que ele não possui proteção interna contra voltagem reversa. Apresenta consumo máximo de corrente de 4,3 A e opera de 0 a 60° C, e caso sua temperatura interna fique acima de 60° C, automaticamente a potência é reduzida.



Figura 32– Amplificador de potência, para faixa de 2,5 GHz.

- Transmissão em 5,8 GHz (Figura 33): modelo ZVE-3W-83+, fabricado pela *Minicircuits*, é um amplificador que fornece potência de até 3 W no ponto de 1 dB de compressão, e ganhos mínimo e máximo de 30 e 40 dB, respectivamente, e para faixa de operação seu ganho é de 35,44 dB. Foi projetado para operar em uma faixa de 2 GHz até 8,0 GHz, sendo alimentado por fonte externa de 15 V. Apresenta consumo máximo de corrente de 2 A e opera de -40 a 85° C. Observa-se pela Figura 34 que na faixa de 5,8 GHz o amplificador apresenta VSWR de entrada e saída similares e abaixo de 1,5.



Figura 33 - Amplificador de potência.

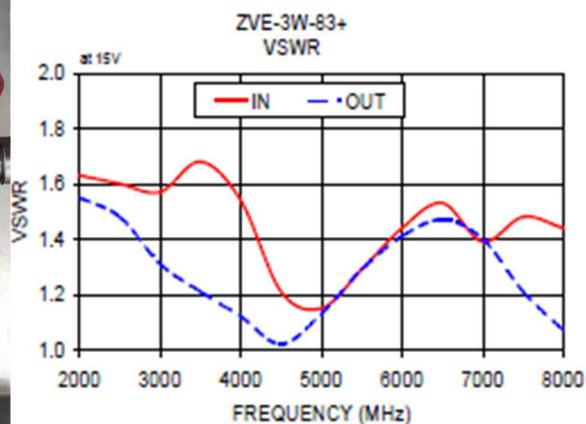


Figura 34 - VSWR do amplificador.

➤ LNA:

- Recepção em 2,5 GHz (Figura 35): modelo ZRL-3500+, fabricado pela *Minicircuits*, é um amplificador de baixo ruído, amplifica muito bem uma certa faixa de frequências, evitando amplificar sinais espúrios, em frequências que não estão sendo observadas. Fornece potência de até 24 W no ponto de 1 dB de compressão, e ganho típico de 19,46 dB, nesta faixa de operação. Foi projetado para operar em uma faixa de 0,7 GHz até 3,5 GHz, sendo alimentado por fonte externa de 12 V. Apresenta consumo máximo de corrente de 460 mA e opera de -40 a 60° C. Observa-se pela Figura 36 que na faixa de 2,5 GHz o LNA apresenta VSWR de entrada e saída similares e abaixo de 1,4.



Figura 35 - LNA para faixa de 2,5 GHz.

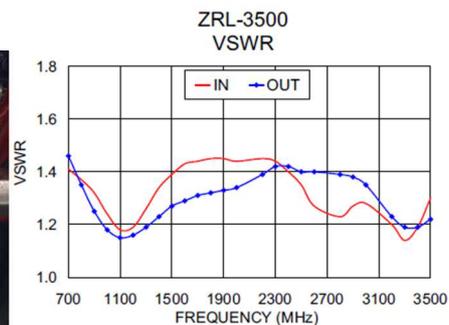


Figura 36 - VSWR do LNA.

- Recepção em 5,8 GHz (Figura 37): modelo ABL0800-12-3315, fabricado pela *Wenteq*, é um amplificador de baixo ruído, que fornece potência de até 16 dBm no ponto de 1 dB de compressão, e ganho típico de 33 dB, nesta faixa de operação. Foi projetado para operar em uma faixa de 1 GHz até 8 GHz, sendo alimentado por fonte externa de 12 V. Apresenta consumo máximo de corrente de 140 mA, opera de -40 a 85° C e apresenta VSWR de entrada e saída similares e abaixo de 1,8.



Figura 37 - LNA para faixa de 5,8 GHz.

➤ Gerador Vetorial de Sinal (Figura 38): Modelo MG3700A, fabricado pela *Anritsu*, opera na faixa de 250 kHz a 6 GHz, apresenta saída linear de -120 a -11 dBm e é capaz de gerar sinais de faixa larga com ou sem modulação. Opera com o *software* IQproducer (proprietário da *Anritsu*) que cria ou modifica padrões de onda, gerando sinal em fase e quadratura, que pode ser transferido e armazenado em sua memória interna e, então, selecionado para transmissão.



Figura 38 - Gerador Vetorial de Sinais, modelo MG3700A.

➤ Analisador Vetorial de Sinal (Figura 39): modelo MS2692A, fabricado pela *Anritsu*, permite processamento de sinais e análise do espectro com alta velocidade e precisão, bem como gravar em sua memória sinais de RF como dados digitalizados. Pode receber formas de onda em fase e quadratura na faixa de 50 Hz até 26 GHz e, para analisá-las, pode usar larguras de banda pré-fixadas de 1 kHz até 125 MHz e taxa de

amostragem variando de 2 kHz a 200 MHz, sendo configurada automaticamente de acordo com a largura de banda usada para análise.



Figura 39 - Analisador Vetorial de Sinais, modelo MS2692A.

➤ GPS (Figura 40): modelo GPSmap62, fabricado pela Garmin, foi utilizado para obter informações de latitude, longitude, tempo e velocidade para cada amostra coletada na rota em tempo real. Esses dados foram adquiridos pelo *software* GPS *TrackMaker*.



Figura 40 - GPS usado nas medições.

➤ Fonte de Alimentação: foram usadas fontes de alimentação da marca ICEL, alimentadas por 100 à 127 V e fornecimento de 50/60 Hz, com capacidade de alimentar até 15 VDC.

5.6. Descrição do sinal de teste

Como foi apresentado anteriormente, para realizar a captura dos dados foi usado o analisador vetorial de sinal, *Anritsu* modelo MS2692A, que possui a frequência de amostragem como fator limitante, pois não permite alterações na taxa de aquisição de dados, sendo esta configurada automaticamente, portanto o sinal OFDM foi criado com parâmetros compatíveis com os parâmetros utilizados pelo analisador.

O sinal OFDM utilizado possui largura de banda de 20 MHz e a menor taxa de amostragem disponível pelo analisador vetorial, que atende ao Teorema de Nyquist é de 50 Mamostras/seg.

Para gerar este sinal, foi utilizada uma FFT com 1024 portadoras, sendo que apenas 800 delas são úteis, ou seja, são 800 portadoras de dados e as outras 224 são portadoras nulas. Foi utilizado fator de sobreamostragem de 2 vezes, portanto ao realizar a FFT do sinal no domínio do tempo o símbolo OFDM passou a ter 2048 amostras. Por fim, foi inserido prefixo cíclico de 1/16, acrescentando 128 amostras e fazendo com que cada símbolo OFDM possuísse 2176 amostras.

Podemos, então, definir o período de duração de um símbolo OFDM da seguinte forma:

$$T_{OFDM} = \frac{N^{\circ} amostras}{taxa de amostragem} = \frac{2176}{50.10^6} = 43,52 \mu s \quad (5.1)$$

Como um símbolo OFDM tem 2176 subportadoras, cada subportadora está espaçada em $0,02 \mu s$, que representa a resolução de multipercurso do sinal OFDM transmitido. Em outras palavras, a sondagem realizada com este sinal é capaz de identificar multipercursos cuja diferença mínima é de até 6 m.

No processo de modulação foi usada uma sequência pseudoaleatória como sinal de informação, com comprimento de 1023 bits e taxa de amostragem de 50 Mamostras/s. Assim, as amostras de dados correspondem a uma sequência pseudoaleatória. Esta escolha foi em função da autocorrelação do sinal recebido com o original apresentar apenas um pico, no momento onde a sequência original e a recebida estão alinhadas.

A fim de facilitar a identificação dos símbolos OFDM no receptor foram inseridas amostras nulas entre os símbolos [27].

5.7. Descrição das Medições Realizadas

Antes de realizar as medições foi feito planejamento de *link budget* a fim de verificar o nível sinal a 3 km de distância da unidade de transmissão, distância máxima proposta, como pode ser observado na Tabela 1. Para o cálculo do *link budget* foram usadas as expressões de perda no espaço livre e pelo modelo de Okumura-Hata [13], para fins de comparação.

Tabela 1 – Principais dados utilizados para o cálculo do *link budget*

Características	Frequência de operação	
	2,5 GHz	5,8 GHz
Potência de Saída	-15 dBm	-1 dBm
Ganhos		
Ganho da antena de RX	3 dBi	13 dBi
Ganho da antena de TX	18 dBi	17 dBi
Ganho do Amplificador	32 dB	35,44 dB
Ganho do LNA	19,46 dB	33 dB
Altura da antena de TX (h_b)	50 m	
Altura da antena de RX (h_m)	3 m	
Distância	3 km	
Atenuações		
Perda nos cabos e conectores	4 dB	
Espaço Livre (EL)	$92,44 + 20 \log(f[GHz] \cdot d[km])$	
Okumura-Hata (OH)	$69,55 + 29,16 \cdot \log f[MHz] - 13,82 \log h_b[m]$ $+ (44,9 - 6,55 \cdot \log h_b[m]) \cdot \log d[km]$ $- 3,2(\log 11,75 \cdot h_m[m])^2 + 4,97$	
Potência recebida a distância d da unidade transmissora	$P(d) = \text{Potência de saída} + \text{ganhos} - \text{atenuações}$	
EL	-56,48 dBm	-23,81 dBm
OH	-110,45 dBm	-80,75 dBm
Medições	-96,50 dBm	-86,30 dBm

Como observado na Tabela 1, na prática os resultados foram melhores que os resultados esperados na frequência de 2,5 GHz, já para a frequência de 5,8 GHz os resultados obtidos na prática foram piores.

As medições foram realizadas no dia 24 de janeiro de 2015, sábado, e iniciadas por volta das 14:20 horas, após montarmos todo o sistema de transmissão e recepção, como foi previsto e simulado no laboratório.

Os sistemas de transmissão, mostrados na Figura 42 e Figura 43, ficaram instalados no terraço de um prédio residencial, localizado na Avenida Dom Helder Câmara, e as antenas transmissoras foram fixadas na borda da escada de peito utilizada para acessar a caixa d'água do prédio, conforme pode ser visto na Figura 41. Neste local, as antenas estavam a, aproximadamente, 50 m do solo, e como as antenas são direcionais, não há problemas em fixá-las próximas à parede, pois a propagação sobre a parede, que gera reflexões, é muito pequena. Pelo fato das antenas possuírem faixas de operação distintas, uma não irá interferir na emissão eletromagnética da outra.

No sistema de transmissão na faixa de 2,5 GHz foi utilizada potência de saída de -15 dBm para evitar saturação do amplificador, levantada em laboratório, e no sistema de transmissão na faixa de 5,8 GHz foi utilizada potência de saída de -1 dBm.



Figura 41 - Antenas de transmissão.



Figura 42 - Sistema de transmissão de 2,5 GHz.



Figura 43 - Sistema de transmissão de 5,8 GHz.

No sistema de recepção, foi utilizada unidade móvel do INCT-CSF, utilizada pela PUC, que é uma van especificamente projetada para realizar medições móveis, onde as antenas de recepção e do GPS foram fixadas conforme apresentado nas Figura 44 e Figura 45, portanto as antenas foram fixadas à mesma altura, a cerca de 2,5 m do solo. Para identificá-las nas figuras, a antena que opera na faixa de 2,5 GHz está circulada em vermelho, a antena que opera na faixa de 5,8 GHz, está circulada em verde, e a antena de GPS, está circulada em amarelo.



Figura 44 - Unidade móvel.



Figura 45 - Unidade móvel.

No interior da unidade móvel ficaram os LNAs, analisador de sinal e computadores capturando dados. O analisador vetorial de sinal foi configurado com *span* de 31,25 MHz, assim a taxa de amostragem foi configurada, automaticamente, para 50 Msamples/s.

Após montar e configurar os sistemas de transmissão e recepção foi realizada uma campanha de testes em torno do quarteirão onde o sistema de transmissão estava localizado, verificando que não haviam sinais sendo transmitidos nas frequências que iríamos trabalhar e que o sistema de captura de dados estava funcionando perfeitamente.

Como o dia escolhido para realizar as medições foi um sábado, não havia muito trânsito, então obteve-se êxito em manter velocidade praticamente constante na maior parte do tempo em que as medições foram realizadas. Foram coletados dados durante cerca de 50 minutos ininterruptamente, onde o trajeto proposto de cerca de 3 km foi percorrido 3 vezes nos dois sentidos da avenida. Além disso, deve-se ressaltar que durante a medições não ventava muito e o clima estava ensolarado, com nuvens esparsas.

Os dados coletados quando a unidade móvel estava trafegando pelas vias secundárias ou com baixa velocidade foram eliminados no pós-processamento dos dados.

6. Processamento dos dados, análise e resultados

Neste capítulo, serão apresentadas algumas considerações e os procedimentos utilizados no pós-processamento das medições obtidas, bem como, uma análise estatística dos parâmetros de dispersão do canal, que permitem caracterizá-lo em banda larga e os resultados obtidos com a utilização da técnica de cancelamento de interferência entre portadoras.

6.1. Considerações iniciais

Conforme foi visto no item 5, foi planejado realizar medições ao longo da linha amarela, em alta velocidade, a fim de calcular os parâmetros do canal rádio móvel sob influência de desvio Doppler mais elevado. O percurso total realizado durante as medições está apresentado na Figura 46.



Figura 46 – Trajeto realizado durante as medições.

Na Figura 47, são apresentados os pontos onde foi possível capturar sinal e identificar o símbolo OFDM transmitido. Pode se observar que grande parte dos dados coletados estão concentrados na faixa mais próxima da estação de transmissão, até cerca de 2,5 km de distância e, aproximadamente, na direção do lóbulo principal de irradiação das antenas utilizadas, conforme **Erro! Fonte de referência não encontrada..**

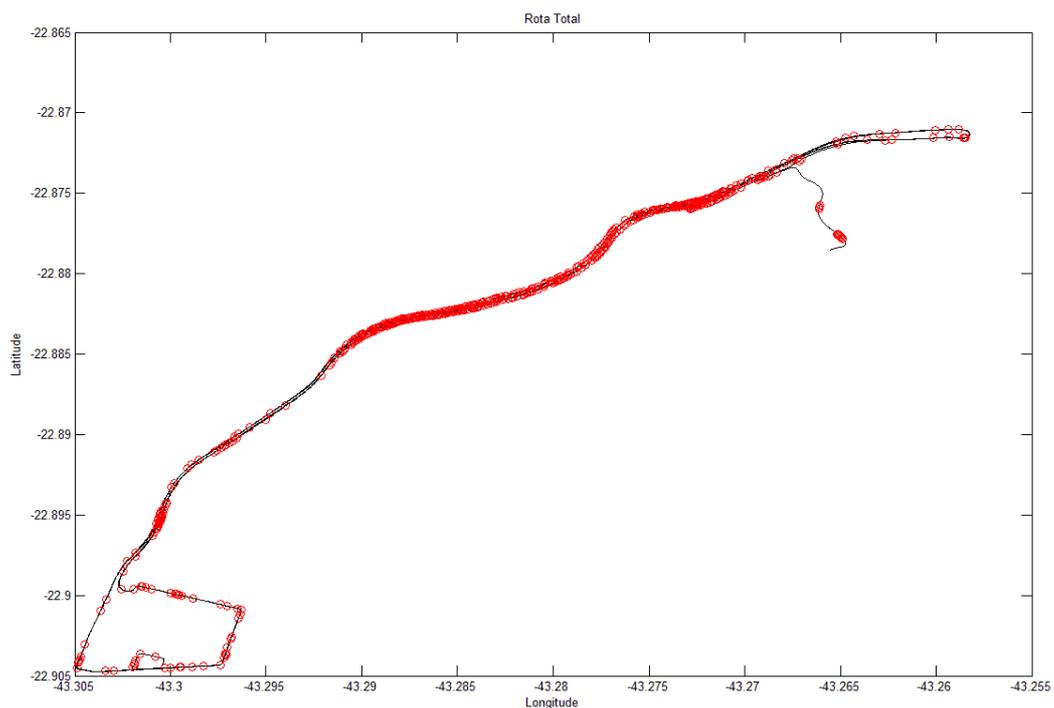


Figura 47 - Rota percorrida – transmissão em 2,5 GHz.

Os dados coletados foram filtrados, de forma que fossem considerados apenas aqueles obtidos enquanto a unidade móvel estivesse em alta velocidade. Após esta filtragem, o percurso realizado foi separado em percursos de “ida” (sentido Barra, em verde, onde a unidade móvel se afasta da unidade transmissora) e de “volta” (sentido Avenida Brasil, em vermelho, onde a unidade móvel se aproxima da unidade transmissora), como pode ser visto na Figura 48. Desta forma, evita-se erros ao calcular

o desvio Doppler, devido à diferença dos sentidos, ora se aproximando ora se afastando da estação de transmissão.



Figura 48 - Separação dos percursos de ida e volta.

Na Figura 49 e na Figura 50, são exemplificados como foi feita a separação dos dados, de acordo, com os critérios citados anteriormente. Pode-se observar claramente que o trajeto planejado foi percorrido 3 vezes nos sentidos de ida e volta, e que os percursos classificados como ida ocorrem quando a distância entre a unidade móvel e o transmissor aumenta, já os percursos classificados como volta essa distância diminui.

O trajeto em alta velocidade foi separado, considerando que a desaceleração da unidade móvel ocorria um pouco antes de sair da linha amarela e entrar nas vias secundárias, buscando retornar à linha amarela no sentido oposto. Logo, os percursos de ida e volta foram considerados até certa distância, entre unidade móvel e antena transmissora, que representa uma estimativa do ponto de desaceleração em cada sentido, conforme pode ser visto na Figura 50.

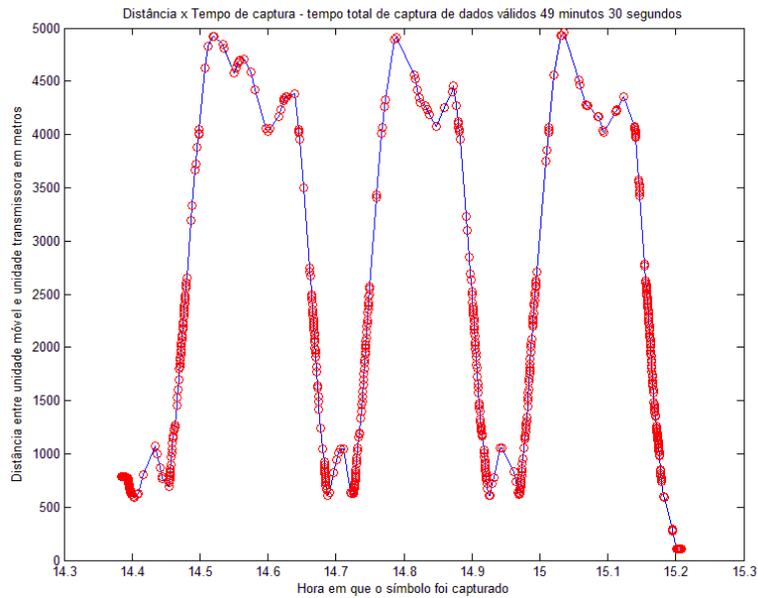


Figura 49 - Distância entre unidade móvel e transmissor x sinais coletados, para 2,5 GHz.

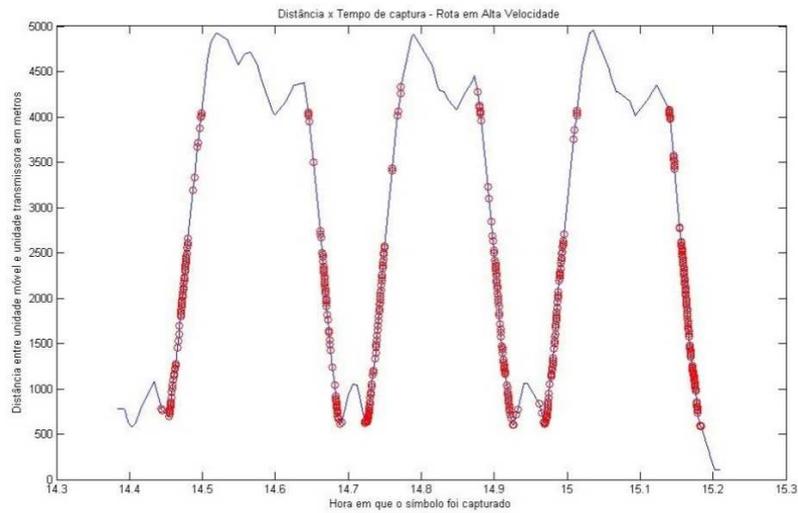


Figura 50 - Distância entre unidade móvel e transmissor x sinais coletados em alta velocidade, para 2,5 GHz.

Levando em consideração o tempo usado para coletar dados, em determinado sentido, e que o percurso médio de ida foi 5,5 km e o de volta 5,3 km, foi feita uma estimativa da velocidade média durante os percursos de ida e volta, que ficou em 105,5 km/h para o percurso de ida e 110,1 km/h para o percurso de volta. Valores que condizem com a velocidade em que a unidade móvel se locomoveu, que variou até 120 km/h.

6.2. Determinação dos parâmetros de dispersão

Durante as medições, foram capturadas pelo analisador vetorial de sinal as amostras das componentes em fase (I) e em quadratura (Q) do sinal recebido e armazenadas a uma taxa de 50 Mamostras/s. No pós processamento, foram escolhidos os símbolos OFDM de cada conjunto de 8000 amostras capturadas, armazenando um símbolo OFDM por segundo, porém, em virtude das diversas perdas no canal, alguns símbolos OFDM recebidos não puderam ser identificados, como pode se observar nas discontinuidades (espaços vazios) nas Figura 49 e Figura 50, onde o símbolo OFDM recebido não foi identificado. Na Figura 51, é exemplificado um sinal OFDM que foi identificado, nos domínios do tempo e frequência.

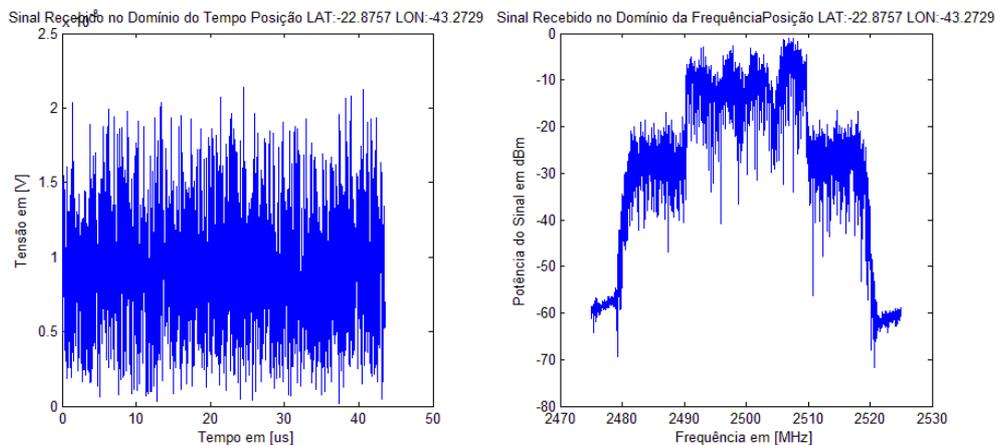


Figura 51 - Símbolo OFDM identificado, nos domínios do tempo e frequência, para 2,5 GHz.

Na Figura 52, são apresentados os símbolos OFDM, já separados pelo trajeto em alta velocidade, com seus respectivos valores de potência em dBm. Pode-se observar que os dados coletados na região marcada pelos retângulos em azul possuem maior potência. Isto ocorre, pois, esta região possui linha de visada direta para a estação transmissora, além de estar localizada na direção de máxima irradiação do lóbulo principal das antenas

e receberem maior contribuição de multipercursos válidos, como se observará adiante, na Figura 57.

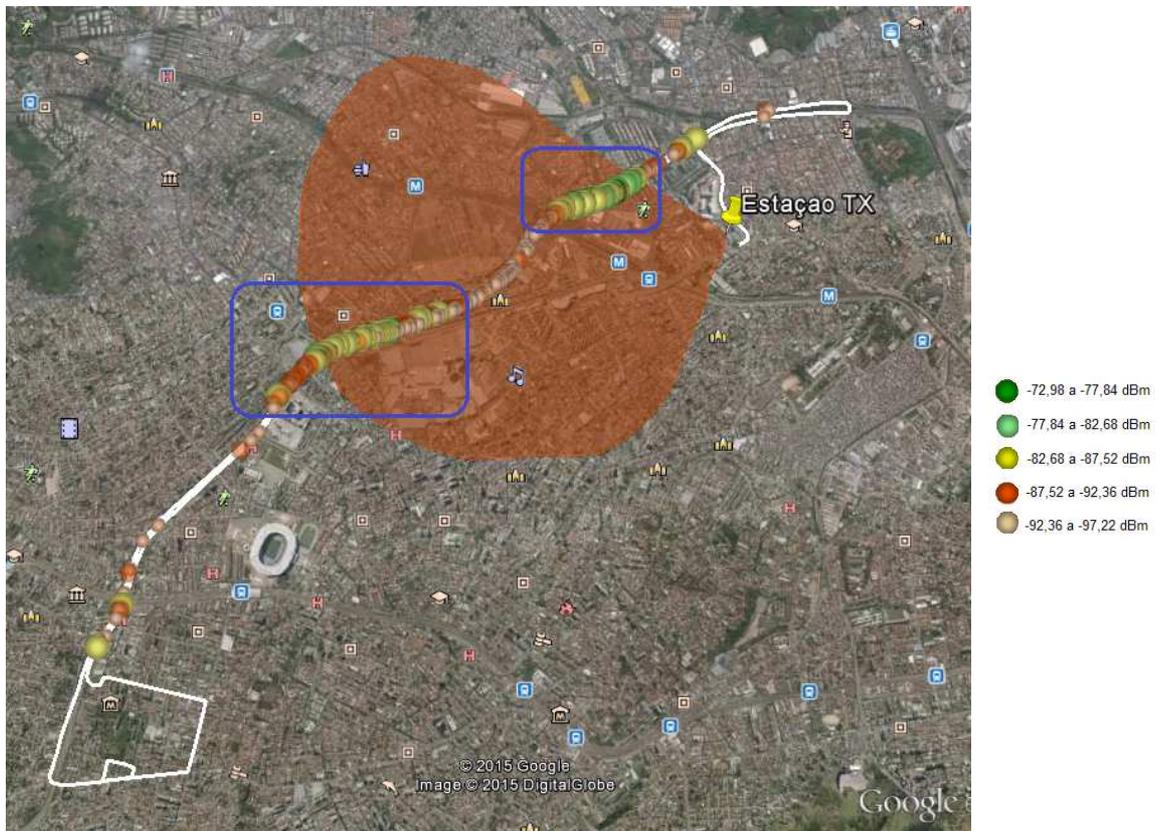


Figura 52 - Potência dos símbolos capturados, para 2,5 GHz.

Os parâmetros de dispersão do canal, principalmente os resultados de espalhamento de retardo, serão comparados com valores encontrados na literatura [18] e [19]. Para alcançar esse objetivo, o canal foi sondado em banda larga utilizando a técnica das multiportadoras, com sinal de teste de 20 MHz, usando uma sequência PN com modulação OFDM, assim, o perfil de retardos é obtido a partir do quadrado do módulo da resposta ao impulso do canal, sendo esta obtida pela correlação cruzada entre sinal transmitido e o sinal recebido.

Na Figura 53, é apresentado um perfil de retardo, já na Figura 54 é apresentado o perfil de retardo de todos os símbolos capturados. Nessas figuras, foram utilizados dados obtidos para o percurso total, com o sistema em 2,5 GHz. Os perfis de retardo têm duração

$T_S = 43,52 \mu s$ e são considerados contínuos, apesar de não serem, pois os dados onde não foi possível recuperar o sinal OFDM foram descartados.

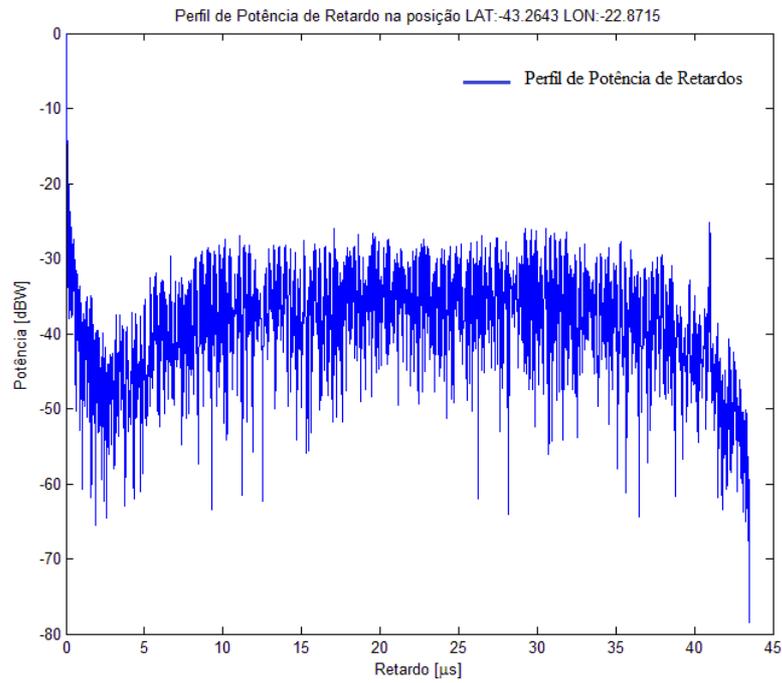


Figura 53 - Perfil de potência de retardos.

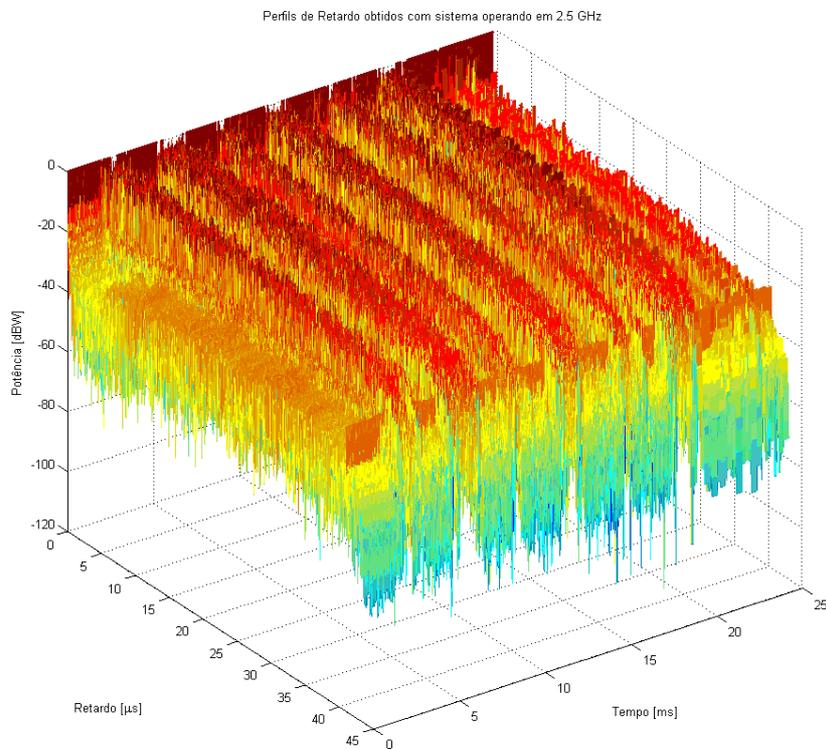


Figura 54 – Perfis de potência de retardos medidos.

Após calcular o perfil de retardo, é utilizada a técnica CFAR (*Constant False Alarm Rate*) [29] com o intuito de verificar se cada pico de sinal encontrado representa realmente uma componente de multipercurso oriunda de um espalhador ou se é apenas um espúrio indesejado gerado por um ruído, interpretado falsamente como multipercurso. Esta técnica apresenta bons resultados para ambientes urbanos e suburbanos, foi desenvolvida inicialmente para sistemas de radar e depois aplicada na detecção de ruído no perfil de multipercursos.

Segundo Souza [29], esta técnica considera que se três perfis de retardo são tomados praticamente no mesmo local, dificilmente, o ruído impulsivo estará presente em todos ou em dois deles. Para encontrar os retardos válidos, primeiramente um limiar de ruído deve ser estabelecido, definido pela diferença entre a potência máxima de todo o perfil de retardo e a mediana deste perfil, acrescido do seu desvio padrão. A potência do perfil de retardo analisado deve ser maior que o limiar de ruído, bem como, a potência de retardo dos perfis anterior e posterior. Além disso, no mesmo perfil deve-se ter pelo menos um dos retardos, o anterior ou o posterior, atendendo ao requisito ora citado. Assim, para ser considerado multipercurso válido, o retardo analisado deve atender, simultaneamente, as duas condições citadas anteriormente. Além desta técnica, foram considerados apenas os retardos até $9,98 \mu s$, que correspondem às 500 primeiras amostras em cada perfil, ou seja, multipercursos separados por até 3 km. Para poucos pontos, foram encontrados números absurdos de multipercursos válidos, para ambiente externo urbano ou suburbano, como 43 e 50, que foram descartados.

Ao aplicar a técnica CFAR em conjunto com as considerações acima, os perfis de retardos foram filtrados e, como exemplo, os retardos válidos estão representados em vermelho na Figura 55 e em verde está o limiar de ruído.

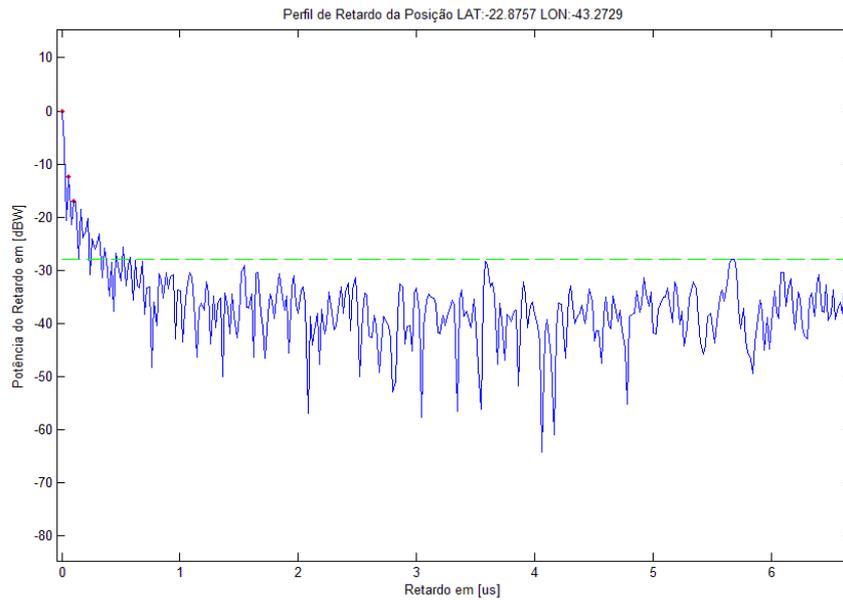


Figura 55 - Multipercursos válidos para um perfil do sistema em 2,5 GHz.

Já na Figura 56 e na Figura 57, são apresentados o número de multipercursos válidos de acordo com a distância da unidade transmissora.

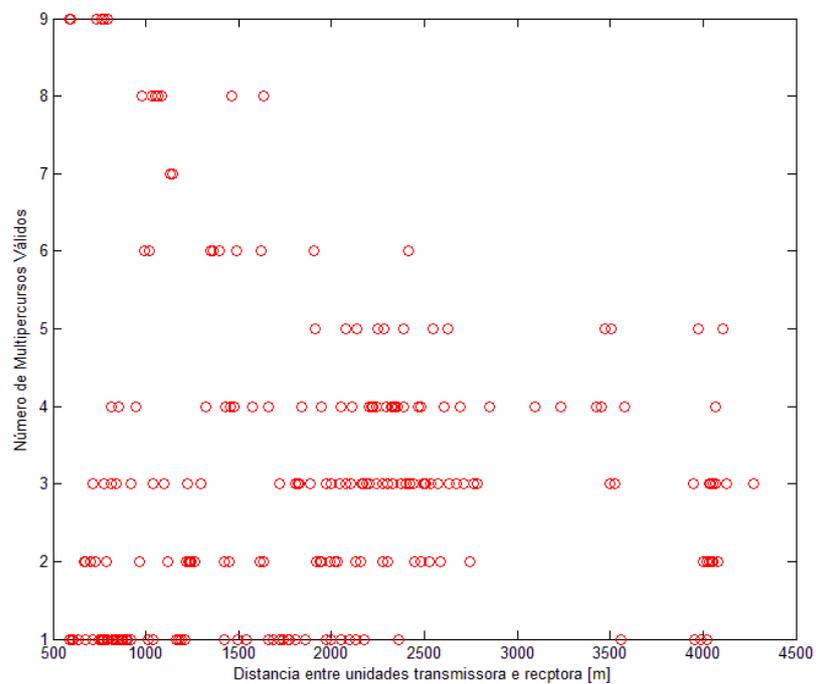


Figura 56 - Número de multipercursos válidos pela distância entre unidades transmissora e receptora.



Figura 57 - Variação do número de multipercursos.

A partir dos perfis de potência de retardos, foram calculados o retardo médio e espalhamento de retardo, de acordo com a separação em trechos de ida, volta e percurso total para os sistemas nas frequências de 2,5 GHz e 5,8 GHz, e apresentados na **Tabela 2**. Os resultados de retardo médio e espalhamento de retardo encontrados condizem com valores, comumente debatidos na literatura [18] e [19], obtidos em regiões urbanas semelhantes.

Tabela 2 - Resultados de retardo médio e espalhamento de retardo.

	Percurso	Retardo Médio [μs]				Espalhamento de Retardo [μs]			
		Mínimo	Média	Desvio	Máximo	Mínimo	Média	Desvio	Máximo
2,5 GHz	Idas	0,06	0,38	1,12	8,02	~0	0,15	0,39	1,80
	Voltas	0,02	0,71	1,71	9,52	~0	0,31	0,79	4,36
	Total	0,02	0,55	1,51	9,52	~0	0,22	0,62	4,36
5,8 GHz	Idas	0,02	0,39	0,84	4,28	~0	0,09	0,25	1,25
	Voltas	0,02	1,07	2,21	9,96	~0	0,16	0,61	3,71
	Total	0,02	0,69	1,64	9,96	~0	0,12	0,45	3,71

Os valores observados para espalhamento de retardo mínimo não são nulos, são frações de nano segundos, considerados praticamente igual a zero microssegundos.

Na Figura 58, pode se observar a distribuição dos valores de espalhamento de retardo ao longo do percurso.



Figura 58 - Espalhamento de retardo ao longo do percurso, para o sistema de 2,5 GHz.

Deve-se ressaltar que, para dimensionar de forma a garantir a eficácia em evitar a interferência intersimbólica, o prefixo cíclico deve ser maior que o espalhamento de retardo médio do canal, assim, o prefixo cíclico usado de 1/16, com duração de $2,72 \mu\text{s}$, valor superior à média do espalhamento de retardo, portanto, adequado aos valores comumente utilizados no OFDM. Observa-se, na Figura 58, que poucos valores ultrapassaram a duração desse prefixo, ficando a maioria abaixo de $1,45 \mu\text{s}$.

Como apresentado no item 3, tomando a transformada de Fourier, no domínio do retardo, do perfil de potência de retardos, obtém-se, $T(f, t)$, função que descreve a variação do canal na frequência ao longo do tempo. Para cada perfil foi calculada a função de correlação possibilitando, assim, calcular a banda de coerência do canal para correlação entre as componentes espectrais em 50%, 70% e 90%. Na Figura 59, pode-se observar um exemplo da função de correlação, já nas Figura 60 e Figura 61 (ampliação de parte da Figura 59) é apresentada a banda de coerência com relação entre componentes de 50%, 70% e 90% para o ambiente medido.

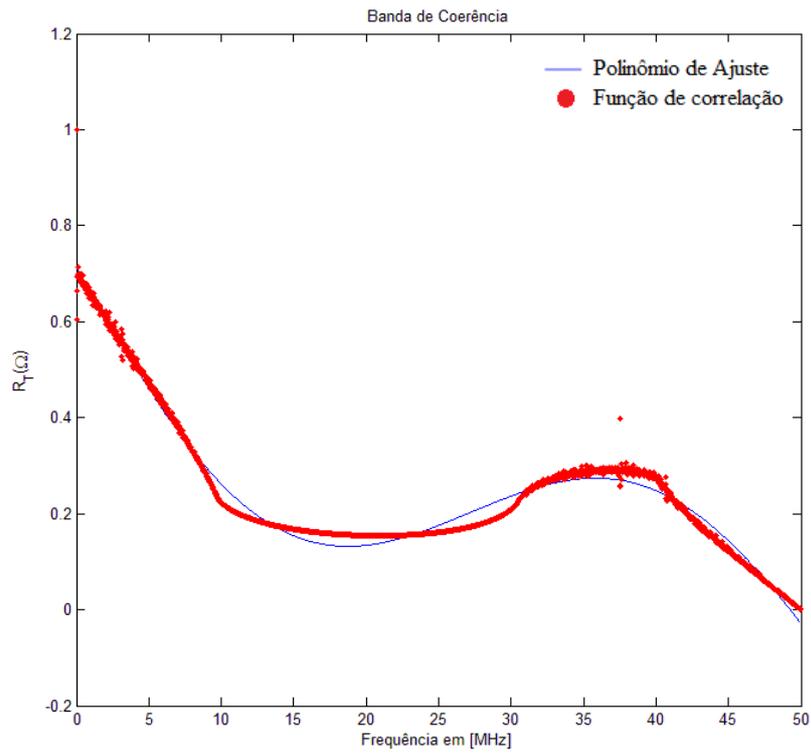


Figura 59 - Exemplo de uma função de correlação no canal.

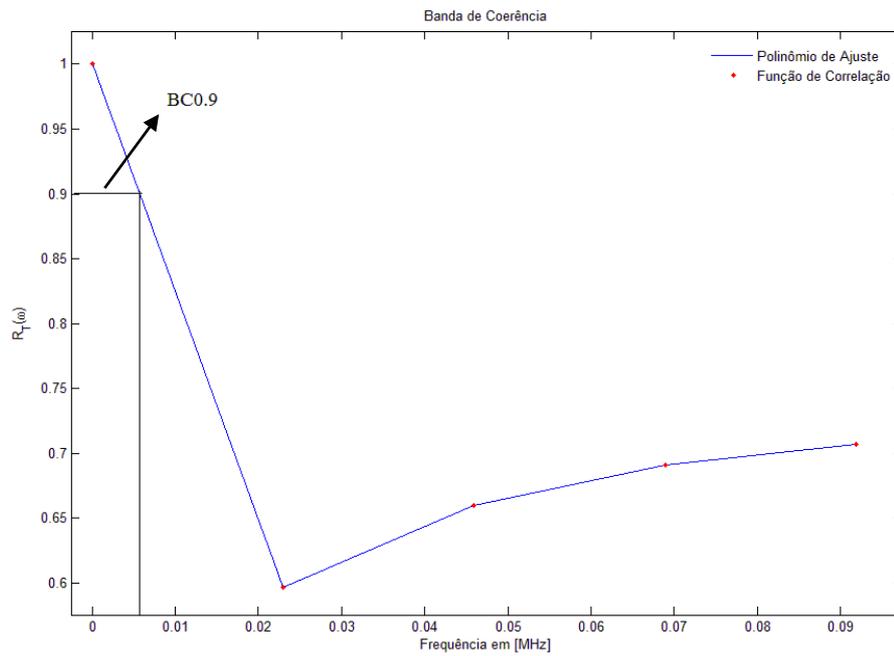


Figura 60 - Banda de coerência, para relação entre componentes de 90%.

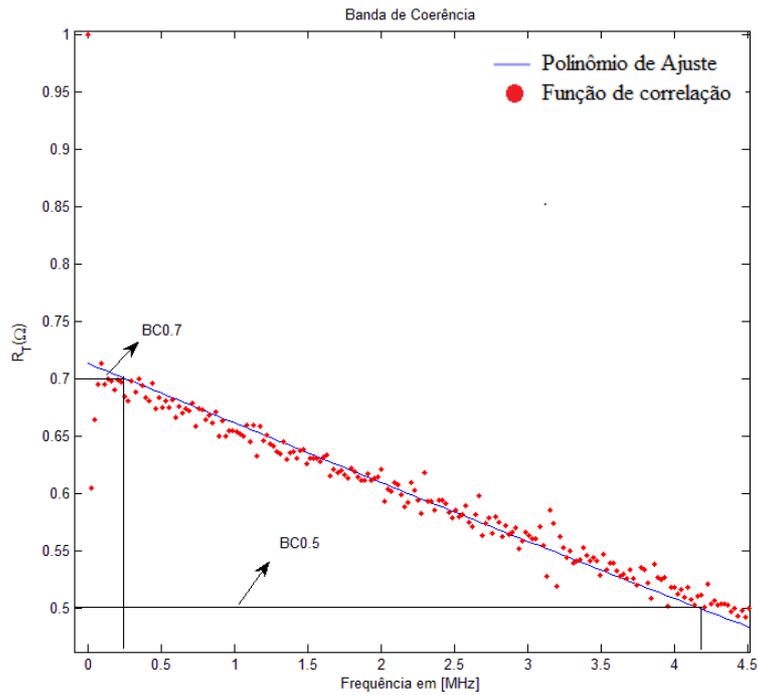


Figura 61 - Banda de coerência, para relação entre componentes de 50% e 70%.

Considerando estacionariedade em cada perfil, nas Tabela 3 e Tabela 4, são comparados os valores encontrados de banda de coerência do canal medido com valores teóricos [11], comumente utilizados na literatura para este tipo de ambiente.

Tabela 3 – Resultados de Banda de coerência, para relação de 50%.

Banda de coerência, em kHz, para relação entre componentes espectrais de 50%						
	Percurso	Teórico $\frac{1}{5\sigma_t}$	Calculado			
			Mínimo	Média	Desvio	Máxima
2,5 GHz	Idas	1333,3	15,31	1704,3	1771,2	4639,9
	Voltas	645,16	15,37	1064,3	1378,3	4216,1
	Total	909,09	15,31	1387,8	1612,6	4639,9
5,8 GHz	Idas	2222,22	14,48	367,13	817,61	4382,5
	Voltas	1250	15,46	754,88	1289,3	4401,8
	Total	1666,67	14,48	540,38	1070,3	4401,8

Tabela 4 - Resultados de Banda de coerência, para relação de 90%.

Banda de coerência para relação entre componentes espectrais de 90%						
[kHz]						
	Percurso	Teórico $\frac{1}{50.\sigma_t}$	Calculado			
			Mínimo	Média	Desvio	Máxima
2,5 GHz	Idas	133,33	2,86	4,32	1,03	6,79
	Voltas	64,516	2,85	3,96	0,75	5,99
	Total	90,909	2,85	4,13	0,91	6,79
5,8 GHz	Idas	222,22	2,36	3,60	0,79	6,44
	Voltas	125	3,09	3,79	0,74	6,21
	Total	166,67	2,36	3,69	0,77	6,44

Cabe ressaltar que no percurso de volta, por ser condutor o topo do carro, este produz reflexões que chegarão às antenas provocando variação no sinal recebido e, portanto, os valores espalhamento de retardo e de banda de coerência são diferentes nos percursos de ida e volta.

Pode-se observar que dos diversos percursos e faixas utilizadas, apenas em 2,5 GHz e para 50% de correlação se tem uma relação praticamente constante como a obtida por Rappaport [11]. Esta foi igual a $\frac{1}{3\sigma_T}$ para o percurso de volta e, aproximadamente, $\frac{1}{4\sigma_T}$ para o percurso de ida. Para 90% de correlação, há mais imprecisão nos cálculos, pois a banda de coerência fica muito baixa.

O desvanecimento plano é caracterizado como a faixa onde a modificação na amplitude das componentes do espectro do sinal variam de forma praticamente uniforme. Caso as diferentes componentes do espectro sejam afetadas de maneira distinta, configura-se o desvanecimento seletivo em frequência. A banda de coerência pode ser usada para classificar o canal em desvanecimento plano ou seletivo em frequência. Se a banda de coerência é maior que a banda do sinal, o canal é modelado pelo efeito do desvanecimento plano, sendo suas características preservadas no receptor. Como os

valores obtidos de banda de coerência do canal são menores que a largura de banda do sinal transmitido, no caso 20 MHz, o sinal transmitido pode ser considerado faixa larga e com desvanecimento seletivo em frequência. Já no domínio do tempo, o desvanecimento plano caracteriza-se por apresentar a duração do símbolo, $T_s = 43,52 \mu s$, maior que o espalhamento de retardo, $\sigma_T = 0,62$ (maior caso), provocado pelo canal.

Na Figura 62 e na Figura 63, são apresentadas a variação da banda de coerência com o espalhamento de retardos, para correlação entre componentes de 50% e 90%, para o sistema nas frequências de 2,5 GHz e 5,8 GHz. Fica claro, que a maior parte dos valores de espalhamento se concentra nos valores mais baixos, como visto na Figura 58 de até $0,2 \mu s$.

Como no ambiente de medidas há uma mistura de partes com e sem visada para as antenas de transmissão, são observados, na Figura 62 e na Figura 63, pontos em que o espalhamento de retardo é grande e a banda de coerência também, diferentemente do comportamento esperado de decrescimento da banda de coerência com o aumento do espalhamento de retardo. Pode-se observar ainda que na faixa entre 0 e $0,5 \mu s$ de espalhamento de retardo a banda de coerência apresenta grande variação.

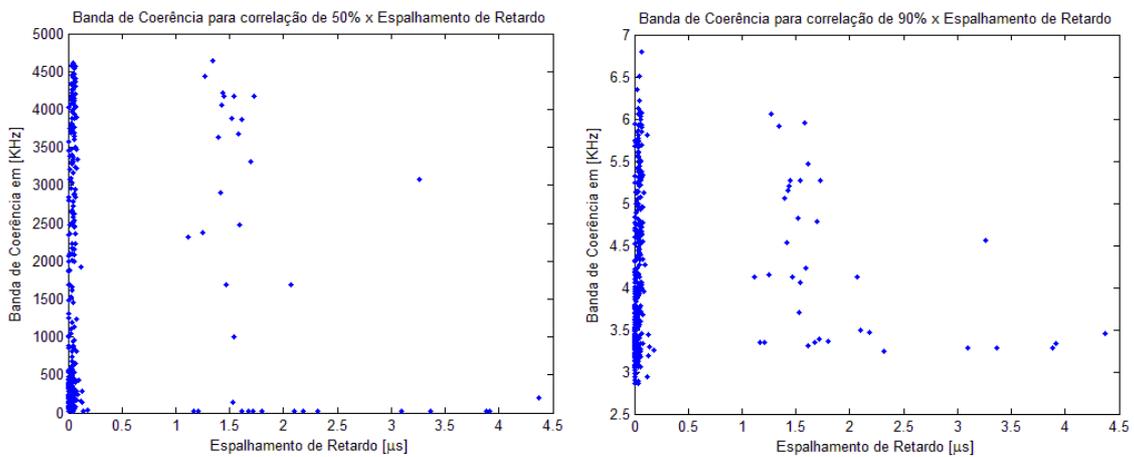


Figura 62 – Banda de coerência x espalhamento de retardo, sistema 2,5 GHz.

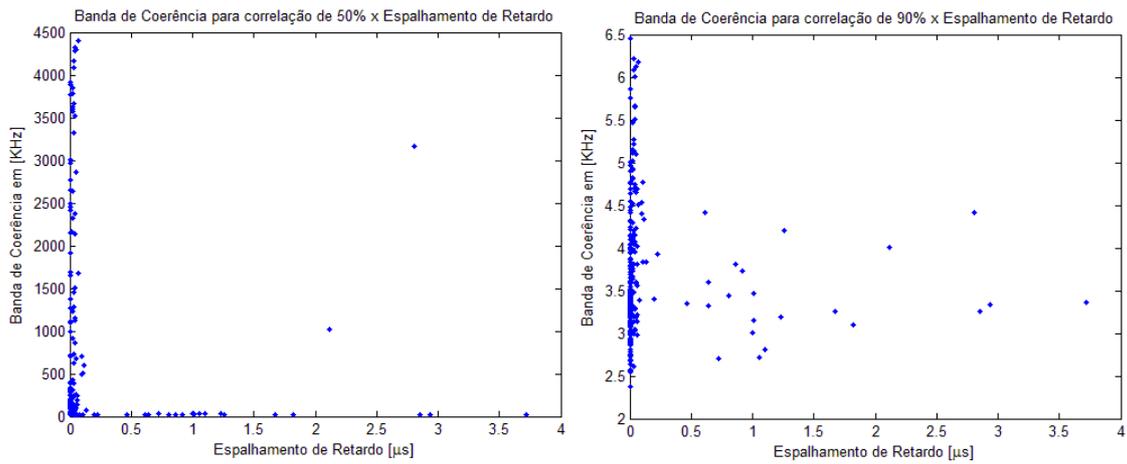


Figura 63 - Banda de coerência x espalhamento de retardo, sistema 5,8 GHz.

A partir da função $h(t, \tau)$, espalhamento do sinal de entrada no tempo, é possível obter a função $H(f, \mu)$, espalhamento do sinal de entrada na frequência, através da transformada de Fourier no domínio dos retardos e depois, no domínio do tempo, da função $h(t, \tau)$. Assim, torna-se possível calcular o perfil de doppler, $P_H(f, \mu)$, que é igual ao quadrado do módulo de $H(f, \mu)$. Como $h(t, \tau)$ obtido neste trabalho possui informação de módulo e fase, ao aplicar as transformadas de Fourier o resultado encontrado estará correto, pois, a informação de fase no tempo do sinal recebido é importantíssima devido sua equivalência a um deslocamento na frequência no domínio de Doppler, e sua variação ao longo do tempo, oriunda do movimento relativo entre unidades transmissora e receptora, causa uma modulação em frequência aleatória, ou seja, um ruído, e quanto maior o deslocamento Doppler, maior o ruído gerado. Observa-se que tais perfis são típicos de região *outdoor* com visada [16], conhecidos como perfis de “Jakes”.

A partir dos perfis de Doppler foram calculados o deslocamento Doppler e espalhamento Doppler, de acordo, com a separação em trechos de ida e volta para os sistemas nas frequências de 2,5 GHz e 5,8 GHz, e apresentados na Tabela 5. Fica claro o crescimento desses parâmetros com a frequência.

Tabela 5 - Resultados de deslocamento Doppler e espalhamento Doppler.

	Percurso	Deslocamento Doppler médio [Hz]				Espalhamento Doppler [Hz]			
		Mínimo	Média	Desvio	Máximo	Mínimo	Média	Desvio	Máximo
2,5 GHz	Idas	-28,33	1,26	4,87	24,62	133,82	146,77	2,07	156,19
	Voltas	-33,13	12,4	8,65	30,12	134,75	156,42	4,02	165,46
5,8 GHz	Idas	-211,78	1,77	17,97	77,96	269,36	319,68	14,01	385,98
	Voltas	-82,8	11,45	18,83	93,45	307,06	342,21	7,52	382,06

Os parâmetros de dispersão na frequência classificam o desvanecimento como rápido ou lento. O desvanecimento lento é caracterizado, no domínio da frequência, quando o espalhamento Doppler máximo é menor que a largura de banda do sinal, $d_{D_{max}} < B_{sinal}$. Já o desvanecimento rápido ocorre quando a resposta ao impulso do canal muda rapidamente dentro da duração do símbolo, ou seja, o tempo de coerência do canal é menor que o intervalo de símbolo do sinal transmitido, $T_c < T_s$, causando dispersão na frequência, também chamado de desvio seletivo no tempo, produzindo uma distorção do sinal.

6.3. Aplicação da técnica CIP aos dados

Ao aplicar a técnica proposta [23], e detalhada no item 4, primeiramente foi estimada a função $h(t, \tau)$, levando em consideração o desvio Doppler. Para isto, foram escolhidos $M = 64$ marcadores da matriz de coeficientes do canal no domínio do tempo, e desses marcadores foram selecionados dois, aqueles que tem máxima correlação com a função de transferência do canal a ser calculada, assim os marcadores são bem próximos da

função a ser interpolada, portanto, a função de transferência encontrada para cada símbolo OFDM corretamente identificado, pode ser descrita como a combinação linear de dois marcadores. Na Figura 64, é apresentado o perfil de potência de retardo obtido a partir da função $h(t, \tau)$ estimada pela técnica proposta.

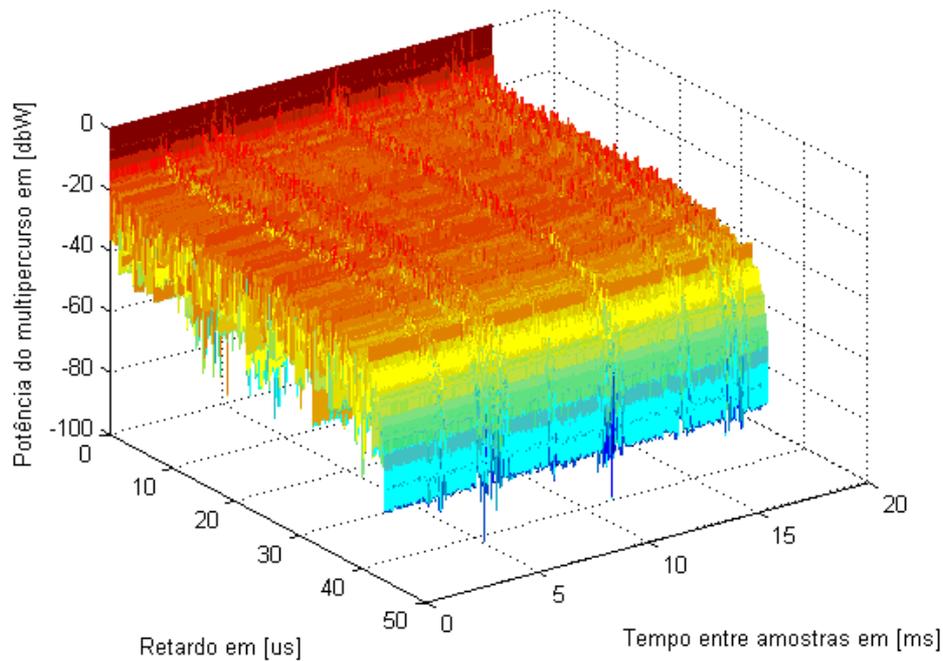


Figura 64 - Perfil de potência de retardo, para $h(t, \tau)$ estimada pela técnica.

Pode-se observar, diferentemente da Figura 54, que os perfis de potência de retardo são mais semelhantes entre si e apresentam poucas variações, tendo um comportamento que apresenta decaimento constante, já em alguns perfis da Figura 54 se observa que, em alguns momentos, o perfil de potência aumenta e, em seguida, volta a ter o comportamento comum, de decaimento e, ainda é observado, que certos perfis apresentam potências de retardo bem maiores que seus vizinhos.

Após o cálculo da função $h(t, \tau)$, foi calculado o retardo médio e o espalhamento de retardo, a fim de compará-los com os resultados calculados anteriormente.

Tabela 6 - Retardo médio e espalhamento de retardo, para $h(t, \tau)$ estimado.

	Percurso	Retardo Médio [μs]				Espalhamento de Retardo [μs]			
		Mínimo	Média	Desvio	Máximo	Mínimo	Média	Desvio	Máximo
2,5 GHz	Total	0,025	2,37	0,74	2,97	0	2,34	0,62	3,04
5,8 GHz	Total	0,34	1,77	0,64	4,78	0	1,32	0,5	2,21

Comparando a com a Tabela 6, pode-se observar que os dois parâmetros obtidos a partir da técnica tiveram o valor máximo reduzido, porém a maioria dos valores são maiores que os calculados anteriormente, mas o desvio padrão é pequeno, então a maioria dos valores está próximo à média.

Ao utilizar a técnica CFAR na função $h(t, \tau)$ estimada, são considerados válidos uma quantidade maior de multipercursos, em torno de 15 a 22. Tal fato ocorre devido cada função de transferência ser escrita como combinação linear de outras duas funções e como tem mais multipercursos válidos, há uma contribuição de mais componentes para o cálculo destes parâmetros.

Em seguida, o sinal recebido em cada subportadora é estimado, utilizando a técnica que suprime a ICI causada pelo desvio Doppler. Como não foi verificada taxa de símbolos, não foi comparada a melhoria na taxa de erro de símbolos, como no artigo original, apenas sendo verificada a melhoria que a utilização da técnica causa nos parâmetros do canal. Na Tabela 7, pode-se observar uma comparação dos valores dos parâmetros do canal na frequência para os dois sinais.

Fica claro que o sinal melhorado tem a faixa de variação dos parâmetros bem menor, em torno de 7 vezes ou até maior, que o sinal original e os diversos valores encontrados para os dois parâmetros estão mais próximos da média. O deslocamento Doppler e o espalhamento Doppler, nas duas faixas de frequência, tiveram seus valores mínimo e máximo, respectivamente, aumentando e diminuindo sendo melhores comparados ao sinal original, porém essa diferença fica mais evidente para o deslocamento Doppler, já para o espalhamento Doppler observa-se que, na média, o valor do sinal original e do melhorado são próximos.

Tabela 7 - Comparação dos parâmetros do sinal original e o sinal processado pela técnica.

Parâmetro	Percurso	Frequência	Sinal	Mínimo [Hz]	Média* [Hz]	Desvio [Hz]	Máximo [Hz]	Delta = Máx - Mín
Deslocamento Doppler	Ida	2,5 GHz	Original	-28,33	1,26	4,87	24,62	52,95
			Melhorado	-5,99	-2	0,37	0,38	6,37
		5,8 GHz	Original	-211,78	1,77	17,97	77,96	289,74
			Melhorado	1,3	33,15	1,08	36,09	34,79
	Volta	2,5 GHz	Original	-33,13	12,4	8,65	30,12	63,25
			Melhorado	-13,33	-9,72	0,29	-6,54	6,79
		5,8 GHz	Original	-82,8	11,45	18,83	93,45	176,25
			Melhorado	-11,1	-6,23	0,76	2,21	13,31
Espalhamento Doppler	Ida	2,5 GHz	Original	133,82	146,77	2,07	156,19	22,37
			Melhorado	142,18	146,28	0,36	150,44	8,26
		5,8 GHz	Original	269,36	319,68	14,01	385,98	116,62
			Melhorado	346,58	355,24	0,89	362,35	15,77
	Volta	2,5 GHz	Original	134,75	156,42	4,02	165,46	30,71
			Melhorado	154,06	156,7	0,25	159,65	5,59
		5,8 GHz	Original	307,06	342,21	7,52	382,06	75
			Melhorado	338,9	342,11	0,21	343,52	4,62

*Os valores negativos significam que os deslocamentos foram tais que a frequência percebida está abaixo da transmitida.

7. Conclusões

O presente trabalho teve como principais objetivos a caracterização do canal urbano em banda larga sobre influência de desvio Doppler, ou seja, para uma unidade móvel em alta velocidade na faixa de 2,5 GHz e 5,8 GHz. Para a obtenção dos dados, foi planejada a realização de dois sistemas de transmissão, para as duas faixas de frequência, e, assim, o canal rádio móvel foi sondado, simultaneamente, nas duas faixas de frequência, otimizando o tempo necessário para realizar as medições.

Foi adquirida experiência na realização de trabalhos de campo, no planejamento das medições, montagem de *setups* de transmissão e recepção, programação em Matlab® e aplicação da teoria aos dados medidos.

Realizou-se apenas uma campanha de medição ao longo da linha amarela, onde o mesmo trecho foi percorrido diversas vezes e, no pós-processamento dos dados, as amostras colhidas em baixa velocidade foram descartadas.

No pós-processamento, foi estudada e aplicada a técnica CFAR, para a identificação dos multipercursos válidos. Observa-se que existem duas regiões do percurso em que a potência do sinal recebido é maior. Estas regiões ocorrem na direção de máxima irradiação das antenas transmissoras e a uma distância da unidade transmissora de cerca de 2,5 km. Deve-se considerar, também, que nessas regiões o número de multipercursos válidos é maior, já que chegam acima do patamar de ruído, portanto, o sinal recebe maior contribuição pelos multipercursos.

Os resultados obtidos de espalhamento de retardo ao longo da linha amarela ficaram na média de 0,20 μ s, condizente com resultados encontrados para ambientes urbanos [18], [19], [27] e [28].

A técnica utilizada para a sondagem do canal apresenta baixo desvio padrão para os resultados de retardo médio e espalhamento de retardo, entretanto, em alguns pontos da rota percorrida não foi possível a recuperação do sinal.

Embora os valores de espalhamento de retardo para faixa de 5,8 GHz pareçam menores que em 2,5 GHz, isto não quer dizer que tal espalhamento seja menor nesta última faixa. Na verdade, o sinal recebido na faixa de 5,8 GHz tem potência menor que o sinal recebido na outra faixa, pois sofre mais perdas, portanto, menos multipercursos válidos são capturados.

Foram realizadas transformadas de Fourier no domínio dos retardos e, em seguida, no domínio do tempo a fim de calcular a função de correlação do canal e, assim, obter a banda de coerência. Os valores calculados para a banda de coerência foram comparados aos valores apresentados na literatura [11] e verificou-se que os valores teóricos, propostos por Rappaport, não se adequam à região em que as medições foram realizadas. Apenas em 2,5 GHz e para 50% de correlação se tem uma relação praticamente constante como a obtida por Rappaport [11].

Aplicando a técnica proposta em [23] foi estimada a resposta do canal ao impulso no domínio do tempo e retardo, levando em consideração o desvio Doppler, e em seguida, foi comparado os valores dos parâmetros temporais com os calculados a partir dos dados obtidos, sendo que os resultados foram considerados satisfatórios, porém maiores visto que, por ser uma interpolação, ou seja, uma aproximação, ao utilizar a técnica CFAR foi considerado um número maior de multipercursos válidos em cada perfil.

Já a aplicação desta técnica para a eliminação da interferência entre portadoras, gerada pelo desvio Doppler, se mostrou muito eficaz, mesmo considerando que o desvio Doppler do sinal recebido foi, no máximo, de 590 Hz, enquanto no trabalho original [23] o desvio considerado foi de 1600 Hz, já que o sinal era medido em um trem bala. O sinal

corrigido pela técnica apresentou grande diminuição da faixa de variação dos parâmetros na frequência, indicando melhoria de Doppler, portanto, contribuindo para a melhoria da interferência entre as multiportadoras do sinal OFDM. E, ainda, observou-se maior melhoria na frequência mais alta, de 5.8 GHz, justamente a que apresenta o maior resultado para Doppler. Assim, embora desenvolvida para grandes deslocamentos Doppler, a técnica proposta contribuiu para a melhoria da interferência entre multiportadoras, mostrando melhores resultados quando o Doppler era mais acentuado, como pode ser visto a seguir, onde são tabeladas as relações entre os desvios Delta obtidos das medições e os obtidos após a aplicação da técnica de cancelamento de interferências entre multiportadoras, assinalados na Tabela 6.

	Faixa (GHz)	Deslocamento Doppler	Espalhamento Doppler
Ida	2,5	8,31	2,7
Volta	2,5	9,3	5,5
Ida	5,8	8,32	7,4
Volta	5,8	13,24	16,2

7.1. Sugestões para trabalhos futuros

- Realização de medições e modelagem semelhante às que foram realizadas neste trabalho, para as outras faixas de operação do LTE, ou faixas de interesse a outros sistemas, e velocidades iguais ou maiores;
- Realização da caracterização, em banda larga, do canal rádio móvel em ambientes rurais ou com predominância de vegetação, com mobilidade;

- Comparação dos resultados obtidos com a técnica [23] com resultados de outras técnicas de estimação da resposta do canal ao impulso e outras técnicas de cancelamento de interferências entre portadoras; e
- Comparação da melhoria da taxa de erro de símbolo com a obtida com modulações mais robustas no sinal OFDM.

Referências Bibliográficas

- [1] ITU. *World Telecommunications/ Global ICT Indicators Database* – Atualizado em 2014. <http://www.itu.int/ITU-D/ict/statistics/>
- [2] ANATEL - <http://www.anatel.gov.br/>
- [3] ANATEL – notícias:
<http://www.anatel.gov.br/Portal/exibirPortalNoticias.do?acao=carregaNoticia&codigo=33696>
- [4] SESIA, S.;TOUFIK, I.; BAKER, M.; *LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice*. Chichester, West Sussex ,2011, p. 1
- [5] SVERZUT, J. U.; *Redes GSM, GPRS, EDGE e UMTS: Evolução a caminho da terceira geração*, São Paulo, Érica,2005, p. 454
- [6] SESIA, S.;TOUFIK, I.; BAKER, M.; *LTE – The UMTS Long Term Evolution From Theory to Practice*. Chichester, West Sussex,2011, p. 5
- [7] ANDREWS, Jeffrey. G.;GHOSH, Arunabha; MUHAMED, Rihas; *Fundamentals of WiMax: Understanding Broadband Wireless Networking*, Prentice Hall, 2007, 449 p.
- [8] HYUNG G. Myung, JUNSUNG Lim, and DAVID J. Goodman, “Single Carrier FDMA for Uplink Wireless Transmission”, *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, no. 3, Sep. 2006, pp. 30–38.
- [9] WILEY, John; *Mobile WiMax*, IEEE Press, 2008, 379 p
- [10] White Papers – The Seven Modes of MIMO in LTE
- [11] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications: Principles and Practice*, 2. ed. New York, John Wiley & Sons, 2000.
- [12] SHENOI, KISHAN. *Digital Signal Processing in Telecommunications*. Prentice Hall PTR, New Jersey, 1995.

- [13] BLAUNSTEIN, Nathan; *Radio Propagation in Cellular Networks*, Artech House, 1999.
- [14] PARSONS, John David. *The Mobile Radio Propagation Channel*. 2 ed. New York: John Wiley & Sons, 1992.
- [15] BELLO, Philip A. *Characterization of randomly time variant linear channels*. IEEE Transactions on Communications Systems, v. 11, n. 4, p. 360-393, dez. 1963.
- [16] MATOS, L. J.; *Influência da vegetação na dispersão dos sinais radiomóveis*. Rio de Janeiro, 2005, 23p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2005.
- [17] PAPOULIS, Athanasios. *Probability, random variables and stochastic processes*. New York: McGraw Hill Book Company, 1984. 576 p.
- [18] MEZA, Wilyam David Torres. *Caracterização do canal rádio móvel em ambientes suburbanos geograficamente acidentados na faixa de 5,8 GHz*. Rio de Janeiro, 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio.
- [19] GONSIOROSKI, Leonardo H.; *Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e modelagem de perda e transmissão através de edificações em regiões urbanizadas na faixa de 2,5 GHz*, Rio de Janeiro, 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio.
- [20] LI Y. G., “Pilot-symbol-aided channel estimation for OFDM in wireless”
- [21] EDFORS O., VAN DE BEEK M. Sandell J., WILSON S., and BORJESSON P., “OFDM channel estimation by singular value decomposition”, IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 931–939, Jul. 1998.

- [22] MORELLI M. e MENGALI U.. *A comparison of pilot-aided channel estimation methods for OFDM systems*. IEEE Trans. Signal Process., vol. 49, no. 12, pp. 3065–3073, Dec. 2001.
- [23] ABOUTORAB N.; HARDJAWANA W.; VUCETIC B. *A New Iterative Doppler-Assisted Channel Estimation Joint With Parallel ICI Cancellation for High-Mobility MIMO-OFDM Systems*. IEEE Transactions on Vehicular Technology, VOL. 61, NO. 4, Maio 2012.
- [24] STAMOULIS A., DIGGAVI S., AL-DHAHIR and N., “Intercarrier interference in MIMO OFDM,” IEEE Trans. Signal Process., vol. 50, no. 10, pp. 2451–2464, Oct. 2002.
- [25] HARDJAWANA W., R. Li, VUCETIC B., and LI Y., “A new iterative channel estimation for high mobility MIMO-OFDM systems,” in Proc. VTC, May 2010, pp. 1–5.
- [26] MARINKOVIC S., VUCETIC B., and USHIROKAWA A., “Space-time iterative and multistage receiver structures for CDMA mobile communication systems”, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol.19, no.8, pp. 1594-1604, Aug. 2001.
- [27] RON, C.V.R *Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na faixa de 3,5 GHz em Ambiente Urbano*, 2009, 159p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2009.
- [28] ITU-R, *Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and a radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz*, Recommendation ITU-R P.1411-6, 2012.
- [29] SOUZA E.; JOVANOVIC V.; DAIGNEAULT, C. Delay spread measurements for the digital cellular channel in Toronto, IEEE Transactions on vehicular technology, vol 43. No 4, pp. 837-847, 1994.

[30] Site www.articlesweb.org/news/technology-of-code-division-multiple-access

APÊNDICE

- Programa para Caracterização do Canal utilizando dados do MS2962A. Foi baseado no código de [19], com algumas melhorias como:

```
% separação trechos de ida e volta em alta velocidade

GPS=GPS_Interpolado;
Ts=tam_h(2)/50; %(2176 amostras por 50 MHz - taxa de amostragem)
tempo=linspace(0,Ts,tam_h(2));
Sinal_Recebido_2=Sinal_Recebido(65:end,:); %separação dos trechos fora
da Linha Amarela
a=1;
tam_Sinal_Recebido_2=size(Sinal_Recebido_2);

trechos=zeros(400,tam_Sinal_Recebido_2(2)); %alocação mem
l_b_vel=zeros(400,tam_Sinal_Recebido_2(2)); %alocação mem
h_trechos=zeros(400,tam_Sinal_Recebido_2(2)-6); %alocação mem

for i=1:tam_Sinal_Recebido_2(1)
if ((Sinal_Recebido_2(i,3)>-43.3023) && (Sinal_Recebido_2(i,3)<-
43.2625)) && ((Sinal_Recebido_2(i,4)<-22.8712) && (-
22.8980<Sinal_Recebido_2(i,4)))
if ((Sinal_Recebido_2(i,3)>-43.2662) && (Sinal_Recebido_2(i,3)<-
43.2648)) && ((Sinal_Recebido_2(i,4)<-22.8756) && (-
22.8779<Sinal_Recebido_2(i,4)))
else
    trechos(a,:)=Sinal_Recebido_2(i,:);
    h_trechos(a,:)=h(i,:);
    l_b_vel(a)=i;
    a=a+1;
end
end
end

fig=fig+1;
figure(fig)
plot(GPS(:,3),GPS(:,2),'k')
title('Rota em Alta Velocidade')
ylabel('Latitude');
xlabel('Longitude');
hold on
plot(trechos(:,3),trechos(:,4),'ro')
clear GPS

%ida >> unidade tx para pedagio
%volta >> pedagio para unidade tx
% verificando o sentido do deslocamento pela derivada (diff) de
% Sinal_Recebido(:,5)> dist com Sinal_Recebido(:,2) > hora
% sinal +afasta do tx - aproxima do tx

ida1=trechos(1:64,:);
ida2=trechos(117:177,:);
ida3=trechos(245:309,:);

volta1= trechos(65:116,:);
volta2= trechos(178:244,:);
volta3= trechos(310:end,:);
```

```

ida= [ida1; ida2; ida3]; %189 linhas
volta= [volta1; volta2; volta3]; %219 linhas

h_ida = [h_trechos(1:64,:);h_trechos(117:177,:);h_trechos(245:309,:)];
h_volta = [h_trechos(65:116,:); h_trechos(178:244,:)];
h_trechos(310:end,:);

fig=fig+1; figure(fig)
plot(Sinal_Recebido(:,2),Sinal_Recebido(:,5),ida(:,2),ida(:,5),'ro');
title('Distância x Tempo de captura - Rota sentido barra em Alta
Velocidade ');
xlabel('Hora em que o símbolo foi capturado');
ylabel('Distância entre unidade móvel e unidade transmissora em
metros');

fig=fig+1; figure(fig)
plot(Sinal_Recebido(:,2),Sinal_Recebido(:,5),volta(:,2),volta(:,5),'ro
');
title('Distância x Tempo de captura - Rota sentido centro em Alta
Velocidade ');
xlabel('Hora em que o símbolo foi capturado');
ylabel('Distância entre unidade móvel e unidade transmissora em
metros');

fig=fig+1; figure(fig)
plot(Sinal_Recebido(:,2),Sinal_Recebido(:,5),trechos(:,2),trechos(:,5)
,'ro');
title('Distância x Tempo de captura - Rota em Alta Velocidade ');
xlabel('Hora em que o símbolo foi capturado');
ylabel('Distância entre unidade móvel e unidade transmissora em
metros');

%% APLICAÇÃO DA TÉCNICA CFAR

[ h_ida, ida, h_dBW_novo_ida,multi_val_ida,n_mult_ida,limiardB_ida,fig]
= CFAR( h_ida,ida,fig ); %h_dBW é o perfil de retardos em dBW
[ h_volta, volta,
h_dBW_novo_volta,multi_val_volta,n_mult_volta,limiardB_volta,fig] =
CFAR( h_volta,volta,fig);
[ h_trechos, trechos,
h_dBW_novo_trechos,multi_val_trechos,n_mult_trechos,limiardB_trechos,f
ig] = CFAR( h_trechos,trechos,fig);

%% Calculo do RMS Delay Spread

[Retardo_Medio_ida, Retardo_RMS_ida,Media_Retardo_RMS_ida,
Desvio_Retardo_RMS_ida ] = ret(h_ida,tempo,multi_val_ida);
[Retardo_Medio_volta, Retardo_RMS_volta ,Media_Retardo_RMS_volta ,
Desvio_Retardo_RMS_volta ] = ret(h_volta,tempo,multi_val_volta);
[Retardo_Medio_trechos, Retardo_RMS_trechos ,Media_Retardo_RMS_trechos
, Desvio_Retardo_RMS_trechos ] =
ret(h_trechos,tempo,multi_val_trechos);

```

```
% plota perfil de retardo e perfil doppler
```

```
[p1_ida, p2_ida, fig ] = perfis( tempo,h_dBW_novo_ida,h_ida,fig);
[p1_volta, p2_volta, fig ] = perfis(
tempo,h_dBW_novo_volta,h_volta,fig);
[p1_trechos, p2_trechos, fig ] = perfis(
tempo,h_dBW_novo_trechos,h_trechos,fig);
```

- Função para aplicação da técnica CFAR. Foi baseado no código de [19], com algumas melhorias como:

```
%conta o número de multipercursos válidos e elimina resultados
incoerentes, com mais que 15 válidos
```

```
n_mult=zeros(1,tam_h(1));
b=1;
aux=zeros(1,2);
for i=1:tam_h(1)
    n_mult(i)=length(Multipercurso_Valido(i,:))-
length(find(Multipercurso_Valido(i,:)==a))-1;
    if n_mult(i)>12
        aux(b)=i-b+1;
        h(i-b+1,:)=[];
        h_dBW(i-b+1,:)=[];
        SR(i-b+1,:)=[];
        limiardB(i-b+1,:)=[];

        b=b+1;
    end
end
b=b-1
for i=1:b
    Multipercurso_Valido(aux(1,i),:)=[];
    n_mult(:,aux(1,i))=[];
end
clear t1
```

```
fig=fig+1;
figure(fig);
plot(SR(:,5),n_mult+1,'ro')
xlabel('Distancia entre unidades transmissora e recptora [m]');
ylabel('Número de Multipercursos Válidos');
```

- Função para calculo do Deslçamento Doppler e espalhamento Doppler

```
function [dd, ed ] = dop(desvdop,Multipercurso_Valido)
```

```
tam_h = size(Multipercurso_Valido);
desv(1,1)= desvdop(1,1);
dd = zeros(tam_h(2),1);
for i=1:tam_h(2)
    num=0;
    den=0;
    for j=1:tam_h(1)
        num=num+(10^(Multipercurso_Valido(j,i)/10))*desvdop(1,j);
        den=den+(10^(Multipercurso_Valido(j,i)/10));
        desv(1,j)= desvdop(1,j);
    end
end
```

```

        dd(i,1)=num/den;
end

dd(find(isnan(dd)==1))=min(dd); %#ok<*FNDSB>

ed=zeros(tam_h(2),1);
for i=1:tam_h(2)
    num2=0;
    den2=0;
for j=1:tam_h(1)
        num2=num2+((desvdop(1,j)-
dd(i,1)).^2)*(10^(Multipercurso_Valido(j,i)/10));
        den2=den2+(10^(Multipercurso_Valido(j,i)/10));
end
    ed(i,1)=sqrt(num2/den2);
end

```

- Cálculo das transformadas para encontrar perfil de Doppler e Banda de coerência.

```

function [p1, p2,fig ] = perfis( tempo,h_dBW,h,fig,sr)

fig=fig+1;figure(fig);
lim=size(h_dBW);
t_am=(0:(lim(1)-1))*tempo(1,end)/1000;
[x,y]=meshgrid(t_am,tempo);
mesh(y',x',h_dBW);
title('Perfis de Retardo obtidos com sistema operando em 2.5 GHz')
xlabel('Retardo [\mus]');
ylabel('Tempo [ms]');
zlabel('Potência [dBW]');

i=1;
coef=polyfit(tempo,h_dBW(i,:),5);
aj
coef(1)*tempo.^5+coef(2)*tempo.^4+coef(3)*tempo.^3+coef(4)*tempo.^2+co
ef(5)*tempo+coef(6);
plot(tempo,aj,'r.',tempo,h_dBW(i,:));
title(['Perfis de Retardo na posição LAT:' num2str(sr(1,3)) ' LON:'
num2str(sr(1,4))]);
xlabel('Retardo [\mus]');
ylabel('Potência [dBW]');

%fft no domínio dos retardos

% PREALOCAÇÃO DE MEMÓRIA
p1=zeros(lim(1),lim(2));

for i=1:lim(1)
p1(i,:)=fft(h(i,:)); %função T(f,t)
end

%fft no domínio do tempo

% PREALOCAÇÃO DE MEMÓRIA
H=zeros(lim(1),lim(2));

```

```

for i=1:lim(2)
H(:,i)=fft(p1(:,i)); %função H(f,u)
end
clear p1;
%lim1 = linha lim2 = coluna = 2176 portadoras
% Normalização de H
Hn=zeros(lim(1),lim(2));
for j = 1: lim(2)
for i = 1: lim(1)
Hn(i,j)= (abs(H(i,j)))./max(abs(H(:,j)));
end
end

% Coloca o resultado em dBW e calcula PH
PH_dBW=zeros(lim(1),lim(2));
for j = 1: lim(1)
PH_dBW(j,:)= 10*log10((abs(Hn(j,:))).^2);
end
f=linspace(2500-25,2500+25,lim(2));
x=linspace(-255,255,lim(1));

fig=fig+1;
figure(fig)
[x,y]=meshgrid(x,f);
mesh(y,x,PH_dBW);
xlabel('frequência [MHz]');
ylabel('deslocamento Doppler [Hz]');
zlabel('Potência [dBW]');

end

```

- Função para calcular a banda de coerência.

```

function [r_norm] = banda_coer( p1 )

%função de correlações
aux=0;
tam_p1=size(p1);
r=zeros(tam_p1(1),tam_p1(2));
for k=1:tam_p1(1)
for i=1:tam_p1(2)
for j=1:tam_p1(2)-aux
r(k,i)= p1(k,j)*p1(k,j+aux)'+r(k,i);
end
aux=aux+1;
end
aux=0;
end

% Normalização
r_norm=zeros(tam_p1(1),tam_p1(2));
for i = 1: tam_p1(1)
max_r=max(abs(r(i,:)));
r_norm(i,:)= (abs(r(i,:)))./max_r;
end

tam_p1=size(p1_ida);%(p1_volta)(p1_trechos)

```

```

f=linspace(0,(tam_p1(2)-1)/tempo(1,end),tam_p1(2)); %[MHz]

for i=1:tam_p1(1)
    bc9(1,i)=interp1(r_norm(i,1:2),f(1,1:2),0.9).*1000; %[KHz]
    bc7(1,i)=interp1(r_norm(i,1:2),f(1,1:2),0.7).*1000; %[KHz]
end
%reta de melhor ajuste de ordem 5
clear ccoefaj
for i=1:tam_p1(1)
    c=polyfit(f,r_norm(i,:),5);
    coef(i,:)=c;
    aj(i,:)=
coef(i,1)*f.^5+coef(i,2)*f.^4+coef(i,3)*f.^3+coef(i,4)*f.^2+coef(i,5)*
f+coef(i,6);
end

a=1;
for i=1:tam_p1(1)
    bc5(1,i)=polyval(coef(i,:),f(1,a));
while bc5(1,a)>=0.5 && a<1000
    a=a+1;
    bc5(1,a)=polyval(coef(i,:),f(1,a));
BC5(1,i)=f(1,a)*1000;
end
    a=1;
end

%plotar banda de coerencia para um perfil
i=randi(tam_p1(1),1,1);
figure(1);
plot(f,aj(i,:),f,r_norm(i,:),'ro');
xlabel('Frequência em [MHz]');

disp(['A Banda de Coerência para correlação entre componentes espectrais
de 50% ' num2str(mean(BC5)) 'KHz'])
disp(['A Banda de Coerência para correlação entre componentes espectrais
de 70% ' num2str(mean(bc7)) 'KHz'])
disp(['A Banda de Coerência para correlação entre componentes espectrais
de 90% ' num2str(mean(bc9)) 'KHz'])

figure(2)
plot(bc9)
title('Banda de Coerência para correlação entre componentes espectrais
de 90%')
xlabel('Perfil (1, 2, 3 ...)')
ylabel('Banda de Coerência em [KHz]')
hold on
plot([1:tam_p1(1)],mean(bc9)*ones(1,tam_p1(1)),'g--')

figure(3)
plot(bc7)
title('Banda de Coerência para correlação entre componentes espectrais
de 70%')
xlabel('Perfil (1, 2, 3 ...)')
ylabel('Banda de Coerência em [KHz]')
hold on
plot([1:tam_p1(1)],mean(bc7)*ones(1,tam_p1(1)),'g--')

figure(4)

```

```

plot(BC5)
title('Banda de Coerência para correlação entre componentes espectrais
de 50%')
xlabel('Perfil (1, 2, 3 ...)')
ylabel('Banda de Coerência em [KHz]')
hold on
plot([1:tam_p1(1)],mean(BC5)*ones(1,tam_p1(1)), 'g--')

```

end

- Código para plotar pontos no Google Earth.

```

%toolbox googleearth
%c/Program files/matlab/r2013a/toolbox/googleearth

%separação em n=3 níveis

lim=size(n_mult_trechos);

%faixa de cada nível
r=max(n_mult_trechos(:,1)+1)/3;

%vetores com os valores separados por níveis
m1=zeros(1,4);m2=m1;m3=m1;
c1=1;c2=1;c3=1;

%separação em níveis
for i=1:lim(1)
if n_mult_trechos(i,1)>= min(n_mult_trechos(:,1)) &&
n_mult_trechos(i,1)<(min(n_mult_trechos(:,1))+r)
m1(c1,:)= [Retardo_RMS_trechos(i,:) i];
c1=c1+1;
end
if n_mult_trechos(i,1)>= (min(n_mult_trechos(:,1))+r) &&
n_mult_trechos(i,1)<(min(n_mult_trechos(:,1))+2*r)
m2(c2,:)= [n_mult_trechos(i,:) i];
c2=c2+1;
end
if n_mult_trechos(i,1)>= (min(n_mult_trechos(:,1))+2*r) &&
n_mult_trechos(i,1)<(min(n_mult_trechos(:,1))+3.2*r)
m3(c3,:)= [n_mult_trechos(i,:) i];
c3=c3+1;
end
end

% gerando arquivos kml para visualizar no google earth
p1=ge_point(m1(:,2),m1(:,3),0);
p2=ge_point(m2(:,2),m2(:,3),0);
p3=ge_point(m3(:,2),m3(:,3),0);
ge_output('p1.kml',[p1]);
ge_output('p2.kml',[p2]);
ge_output('p3.kml',[p3]);

```

- Função para correção da interferência

```

function [h_npq] = correcao_canal(h)

%%
%1 - escolha dos marcadores

[liml,limc] = size(h); %conta limite de linhas e colunas
%escolha de 64 marcadores igualmente espaçados
r=floor(liml/64);
l(1)=1
for i=1:63
    l(i+1)=1+r*i;
end

a=2;
aux=2;
%escrever h(t,tau) como combinação linear de 2 marcadores.
%esses 2 marcadores tem max correlação com h(t,tau)
k=1;
for i=1:liml
    if i~=l(k);
        for j=1:64
            w(i,j) = corr(h(i,:)',h(l(j),:))');
        end
        else
            if k<=63
                k=k+1;
            end
        end
    end

% calculo da correlação entre duas subportadoras
% verifica 2 subportadoras com max correlação
% max = [corr , linha i, linha j]
for i=1:(liml-1)
    for j=a:liml
        w(i,j) = corr(h(i,:)',h(j,:))');
        if w(i,j)>max(1) && w(i,j)<1
            max = [w(i,j), i, j]; % i =mk j = mk'
        end
    end
    a=aux+i;
end

%2,5GHz linhas 7 e 8 corr = 0.9974
max = [0.9974 7 8];

%marcadores linhas i e j de h
% m1 = h(max(2),:); % hmk
% m2 = h(max(3),:); % hmk'
% M=[m1; m2];
%%
%2 - calculo de a_lnpq e hlnpq

%correlação entre h(l,n) e h(l,m) dos m1 e m2
for i = 1:(liml)
for j = 1:(limc)
if i ~= max(2) || i ~= max(3)

```

```

R_hlh1          =          [          corr(h(max(2),:)',h(max(2),:))
corr(h(max(2),:)',h(max(3),:))';          corr(h(max(3),:)',h(max(2),:))
corr(h(max(3),:)',h(max(3),:))'];          [corr(h(max(2),:)',h(i,:))
R_hh1(1,:)          =          [corr(h(max(2),:)',h(i,:))
corr(h(max(3),:)',h(i,:))'];
a_lnpq_NZ = R_hh1/R_hlh1; %R_hh1 * inv(R_hlh1)
ww=a_lnpq_NZ*[h(max(2),j); h(max(3),j) ];
h_npq(i,j)=ww;
else
    h_npq(i,j)= h(i,j);
end
end
end

%%
% 3 - X_tx
q = pinv(h);
x=zofdm2;
for i=1:limc
    x(:,i)=zofdm2;
end

%%
% 4 - correção do sinal

h_n_d=h;
%força os elementos da diag princ a ser 0
for i=1:liml
for j=1:limc
if i==j
        h_n_d(i,j) = 0;
end
end
end

h_d = h-h_n_d;
h_p = pinv(h_d);

y = h_p*(SR(:,7:end) - h_d*x);
y_ant= y;
y_dsc=y;
for i=2:liml
    y = h_p*(SR(:,7:end) - h*y_ant);
    z = var(y).^2 + var(y_ant).^2;
    y_dsc = var(y).^2*y_ant/z + var(y_ant).^2*y/z;
y_ant=y_dsc;
end

```