### UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE ESCOLA DE ENGENHARIA MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

Caracterização do Canal Rádio Móvel *Indoor* em 700 MHz com Transmissão *Outdoor* 

RAFAEL PERRONE MUNIZ DA SILVA

Niterói 2015

# RAFAEL PERRONE MUNIZ DA SILVA

# CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL *INDOOR* EM 700 MHZ COM TRANSMISSÃO *OUTDOOR*

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

Orientadora: Prof<sup>a</sup> Dra. Leni Joaquim de Matos Coorientador: Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva

> Niterói 2015

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

S586 Silva, Rafael Perrone Muniz da Caracterização do canal rádio móvel indoor em 700 MHz com transmissão outdoor / Rafael Perrone Muniz da Silva. – Niterói, RJ : [s.n.], 2015. 77 f.
Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) -Universidade Federal Fluminense, 2015. Orientadores: Leni Joaquim de Matos, Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva.
1. Canal rádio móvel. 2. Sistema de comunicação móvel. 3.

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

CDD 621.38456

### RAFAEL PERRONE MUNIZ DA SILVA

# CARACTERIZAÇÃO DO CANAL RÁDIO MÓVEL *INDOOR* EM 700 MHZ COM TRANSMISSÃO *OUTDOOR*

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

Aprovado em 14 de dezembro de 2015.

Banca Examinadora



Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos UFF

Luis Alberto Rabanal Ramirez IME

> Niterói 2015

Aos meus pais Vanderlei e Sandra, irmã Carla e à minha esposa Marcela, por sempre me incentivarem a nunca desistir.

### Agradecimentos

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

À minha orientadora e Prof<sup>a</sup> Dra. Leni Joaquim de Matos e ao meu coorientador Prof.Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva, pelos ensinamentos, paciência, dedicação motivos estes que me auxiliaram para que eu lograsse êxito.

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

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

Aos estudantes e amigos, Thiago Terto, Fabiano Assumpção, Gabriel Chaves, Fabio José, Thiago Pacheco, Raphael Azevedo e tantos outros, no apoio nas medições e estudos compartilhados.

Aos funcionários da Universidade Federal Fluminense pelo atendimento em permitir que as medições ocorressem na Universidade.

## Resumo

Este trabalho tem como objetivo analisar o comportamento do canal rádio móvel e efeitos de propagação em faixa larga, na portadora de 700 MHz, sendo a transmissão realizada de *site outdoor* e recepção *indoor* em edificação, sendo parte da propagação *outdoor* influenciada por vegetação.

As avaliações foram baseadas em parâmetros de dispersão temporal, tais como: retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência, calculados a partir dos dados obtidos de medições *indoor* de um sinal OFDM de 20 MHz recebido nos diversos andares do prédio do Instituto de Física da UFF.

Palavras – chave: Canal Rádio Móvel, Propagação em 700 MHz, Recepção Faixa Larga Indoor, Dispersão Temporal, OFDM

# Abstract

The main objective of this paper is to analyze the behavior of the radio mobile channel and the propagation effects in wideband, with 700 MHz, considering the outdoor transitions and indoor reception in building. Much of the outdoor propagation is influenced by vegetation.

The evaluations were based on time dispersion parameters such as: Mean Delay, Delay Spread and Coherence Band were calculated from 20 MHz OFDM signal measurements received in the different floors inside the building of Physics Institute (UFF).

Keywords: Mobile Radio Channel, Propagation in 700 MHz, Wideband Indoor Reception, Time Dispersion, OFDM.

# Sumário

1 Introdução	16
1.1. Histórico	
1.2. Objetivos do Trabalho	
2 Tecnologia LTE	20
2.1. Arquitetura da Rede	20
2.2. Faixas de Frequências	22
2.3. MIMO	23
2.4. Downlink LTE	
2.4.1. OFDM	
2.4.2. OFDMA	
2.5. Uplink LTE	27
2.5.1. SC-FDMA	
3 Canal de Propagação Rádio Móvel	
3.1. Propagação de Ondas Eletromagnéticas	29
3.2. Efeitos na Propagação	
3.2.1. Difração	
3.2.2. Reflexão	31
3.2.3. Espalhamento	
3.3. Influência dos Multipercursos na Propagação	
3.3.1. Deslocamento Doppler	
3.4. Caracterização do Canal Rádio Móvel	
3.4.1. Parâmetros de Dispersão	
3.4.2. Canal Determinístico	
3.4.3. Canal Aleatório	42
3.4.4. Canal Real	
3.5. Geração, Transmissão e Recepção do Sinal OFDM (LTE)	
3.5.1. Técnica de Filtro Casado	
3.5.2. Principais Propriedades do Filtro Casado	

4 Descrição do Ambiente de Teste e Setup de Medições	50
4.1. Descrição dos Ambientes de Medição	50
4.1.1. Visada na Direção da Antena Transmissora	51
4.2. Descrição do Setup de Transmissão e da Recepção	57
4.2.1. Descrição do Setup de Transmissão	57
4.2.2. Descrição do Setup de Recepção	60
4.3. Processamento e Resultados das Medições	64
4.3.1. Avaliação do Cenário das Medições	64

5 Resultados	
5.1. Perfis de Retardo e Parâmetros de Dispersão Temporal	
5.2. Nível de Sinal (potência) na Recepção	71
6 Análise e Conclusões	73
7 Referências Bibliográficas	75

# LISTA DE FIGURAS

i guia i Diorașao das redes de containcações niciteris.	18
Figura 2: Arquitetura da rede LTE. (Fonte: http://www.gta.ufrj.br)	21
Figura 3: Possibilidades de largura de banda LTE	23
Figura 4: Exemplos de configuração de MIMO	24
Figura 5: Espectro OFDM (Fonte: www.scielo.org.ve)	26
Figura 6: Comparativo da transmissão utilizando OFDMA x SC-FDMA	28
Figura 7: Multipercursos	31
Figura 8: Demonstração do Efeito Doppler	34
Figura 9: Representação do modelo do canal no domínio do tempo	40
Figura 10: Representação do modelo do canal no domínio da frequência	40
Figura 11: Relação entre as funções nos diferentes domínios, representando um canal	41
Figura 12: Relação entre as Funções de Correlação do Canal	44
Figura 13: Relação das Funções de Correlação nos diferentes domínios representand	o um
mesmo canal	45
Figura 14: Vista aérea do local de medição – Campus UFF	
	50
Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo	50 51
Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda)	50 51 52
Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda) Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita)	50 51 52 52
Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda) Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita) Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda)	50 51 52 52 53
Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda) Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita) Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda) Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita)	50 51 52 52 53 53
Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda) Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita) Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda) Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita) Figura 20: Visada antena de TX – 2º Andar (Esquerda)	50 51 52 52 53 53 54
<ul> <li>Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo</li> <li>Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda)</li> <li>Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita)</li> <li>Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita)</li> <li>Figura 20: Visada antena de TX – 2º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 21: Visada antena de TX – 2º Andar (Direita)</li> </ul>	50 51 52 52 53 53 54 54
<ul> <li>Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo</li> <li>Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda)</li> <li>Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita)</li> <li>Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita)</li> <li>Figura 20: Visada antena de TX – 2º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 21: Visada antena de TX – 2º Andar (Direita)</li> <li>Figura 22: Visada antena de TX – 3º Andar (Esquerda)</li> </ul>	50 51 52 52 53 53 54 54 55
<ul> <li>Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo</li> <li>Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda)</li> <li>Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita)</li> <li>Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita)</li> <li>Figura 20: Visada antena de TX – 2º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 21: Visada antena de TX – 2º Andar (Direita)</li> <li>Figura 22: Visada antena de TX – 3º Andar (Esquerda)</li> </ul>	50 51 52 52 53 53 54 55 55
<ul> <li>Figura 15: Visada para antena de TX - Térreo</li> <li>Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda)</li> <li>Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita)</li> <li>Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita)</li> <li>Figura 20: Visada antena de TX – 2º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 21: Visada antena de TX – 2º Andar (Direita)</li> <li>Figura 22: Visada antena de TX – 3º Andar (Esquerda)</li> <li>Figura 23: Visada antena de TX – 3º Andar (Direita)</li> <li>Figura 24: Visada antena de TX – 4º Andar (Esquerda)</li> </ul>	50 51 52 52 53 53 54 55 55 56

Figura 26: Equipamentos utilizados na transmissão	
Figura 27: Diagrama esquemático da transmissão	
Figura 28: Equipamento MG 3700A, utilizado na transmissão	
Figura 29: Amplificador de Potência	
Figura 30: Curva de saturação do amplificador de potência	59
Figura 31: Diagrama de irradiação da antena de TX	60
Figura 32: Equipamentos utilizados na recepção	61
Figura 33: Diagrama de blocos do sistema de recepção	61
Figura 34: LNA-1045	
Figura 35: Especificações LNA	
Figura 36: Curvas de desempenho do LNA	
Figura 37: Equipamento MS 2962 A utilizado na recepção	
Figura 38: Rotas terreo	64
Figura 39: Rotas SL_1 (Andar P)	65
Figura 40: Rotas SL_2 (Andar 2P)	65
Figura 41: Rotas 1° andar	65
Figura 42: Rotas 2° andar	66
Figura 43: Rotas 3° andar	66
Figura 44: Rotas 4° andar	66
Figura 45: Perfis de retardo (2º Andar, Setor 1)	70
Figura 46: Perfis de retardo (1º Andar, Setor 2)	70
Figura 48: Medição de sinal de RX para análise de potência recebida	71

# LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Frequências definidas pelo 3GPP para o LTE	22
Tabela 2: Prefixos Cíclios (OFDM)	27
Tabela 3: Principais Parâmetros do Sinai OFDM utilizado no trabalho	47
Tabela 4: Principais parâmetros utilizados no Gerador MG 3700A	58
Tabela 5: Principais parâmetros do Amplificador	58
Tabela 6: Parâmetros utilizados no Analisador Vetorial MS 2962A	64
Tabela 7: Resultados de Análise dos Perfis de Retardo	69
Tabela 8: Resultados de Análise da Potência Recebida	71

# LISTA DE ABREVIATURAS

16QAM -16-Ouadrature Amplitude Modulation **3GPP** - 3rd Generation Partnership Project 4G - 4th Generation 64QAM - 64-Quadrature Amplitude Modulation AMPS – Advanced Mobile Phone System ANATEL - Agência Nacional de Telecomunicações ARIB -Association of Radio Industries and Businesses **BPSK** -Binary Phase Shift Keying CAD - Computer-Aided Design CDMA – Code Division Multiple Access CFAR – Constant False Alarm Rate CMR - Conferência Mundial de Radiocomunicações CoMP- Coordinated Multi Point Operation CPDP – Cellular Digital Packet Data CRS - Cell-specific Reference Signal CW - Continuous Wave DBPSK -Differential Binary Phase Shift Keying DCS – Digital Communication System DFT - Discrete Fourier Transform DL - Downlink DM-RS -Demodulation-Reference Signal DPM - Domain Path Model DQPSK - Differential Quadrature Phase Shift Keying E-UTRA - Evolved Universal Terrestrial Rádio Access E-UTRAN - Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network EDGE - Enhanced Data GSM Environment EIRP - Effective Isotropic Radiated Power eNB- evolved NodeB **EPC** - *Evolved Packet Core* **EPS** - Evolved Packet System ERB - Estação Rádio Base FAF - Floor Attenuation Factor FDD - Frequency Division Duplex FDM - Frequency Division Multiplex FDMA – Frequency Division Multiple Access FDTD - Finite Difference Time Domain FEM - Finite Element Method FFT - Fast Fourier Transform GPS – Global Position System **GPRS** - General Packet Radio Services GMSK – Gaussian Minimum Shift Keying **GSM** - Global System for Mobile Communications GTD - Geometrical Theory of Diffraction

HDTV - High Definition Television HeNB-Home eNB HSDPA - High Speed Downlink Packet Access HSPA - High Speed Packet Access HT - High Throughput iDen – Integrated Digital Enhanced Network IDFT – Inverse Discrete Fourier Transform IFFT - Inverse Fast Fourier Transform **IMT** - International Mobile Telecommunication INCT - Instituto Nacional de Ciência e Tecnologia **IP** - Internet Protocol ISI – Intersymbol Interference ISDB-T - Integrated Services Digital Broadcasting for Terrestrial Television Broadcasting IS 95 – Interim Standard for US Code Division Multiple Access ITU-R - International Telecommunication Union-Rádiocommunication LOS - Line-of-Sight LTE - Long Term Evolution MAC - Medium Access Control MBMS - Multimedia Broadcast Multicast Service MCM - Multi Carrier Modulation MIMO - Multiple-Input Multiple-Ouput MMDS - Multichannel Multipoint Distribution Service MPEG - Movie Pictures Expert Group NLOS - Non-Line-of-Sight NAMPS - Narrowband Advanced Mobile Phone System **OFDM -** Orthogonal Frequency Division Multiplex **OFDMA -** Orthogonal Frequency Division Multiple Access PACS – Personal Access Communication System PAPR - Peak-to-Average Power Ratio **PCS** – Personal Communication System PN – Pseudo Noise PHS – Personal Handy phone System PRBS - Pseudo Random Binary Sequence PSK – Phase Shift Keying POCSAG – Post Office Code Standard Advisory Group **OAM -** *Ouadrature Amplitude Modulation* **QPSK** - *Quadrature Phase Shift Keying* **RN** - Relay Nodes **RT** - Ray Tracing SAP - SecundaryAudioProgramm SBTVD-T - Sistema Brasileiro de Televisão Digital Terrestre SC-FDMA - Single Carrier-Frequency Division Multiple Access SCM - Serviço de Comunicação Multimídia SDM - SpatialDivisionMultiplexing SM - Spatial Multiplexing SMR – Specialized Mobile Rádio SNR - Signal-Noise Ratio SRT - Standard Ray Tracing STBC - Space-Time Block Coding

STDCC – Swept Time Delay Cross Correlation

TDD - *Time Division Duplex* 

TDMA - Time Division Multiple Access

TM - Transmission Mode

TMCC - Transmission and Multiplexing Configuration Control

TS - Transport Stream

TSP - Transport Stream Packet

TTI - Transmission Time Interval

TxBF- Transmit Beamforming

UE - User Equipment

UHF - Ultra High Frequency

UIT - União Internacional de Telecomunicações

UL - Uplink

US – Uncorrelated Scattering

UMTS - Universal Mobile Terrestrial System

UTD - Uniform Theory of Diffraction

USDC – United States Digital Cellular

UWB - Ultra Wide Band

VSWR - Voltage Standing Wave Ratio

VNA – Vectorial Network Analyser

WCDMA - Wideband Code Division Multiple Access

WiMax- Worldwide Interoperability for Microwave Access

WLAN - Wireless Local Area Network

WSS – *Wide Sense Stationary* 

WSSUS - Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering

## 1 Introdução

LTE (*Long Term Evolution*) surgiu com o objetivo de desenvolver tecnologia que seja capaz de absorver a demanda de volume de dados trafegados pelas redes celulares, como uma evolução das redes 2G (GSM) e 3G (UMTS).

Uma grande diferença entre o UMTS e o LTE que contempla o *Release* 8 do 3GPP [1], baseia-se no OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*) no *Downlink* e SC-FDMA (*Single-Carrier FDMA*) no *Uplink* bem como o uso eficiente de antenas, com tecnologia MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*).

Hoje existe um número expressivo de usuários móveis 3G (UMTS) descobrindo facilidades no uso desta rede, acessando em qualquer lugar grande volume de informações, sejam através de livros, textos, áudio e vídeo, realizando conferência, acessando as mídias sociais. Conforme cresce o volume de dados transmitidos e recebidos, os canais de acesso vão ficando congestionados e há a necessidade de utilizar tecnologias que permitam um maior fluxo de dados.

A tecnologia LTE possui características que já demonstram ser o sucessor das tecnologias móveis existentes. Algumas características como redução de latência, eficiência espectral, taxas de dados elevadas, melhorias de capacidade e de cobertura e redução de custos demonstram, efetivamente, que será bem quisto ao usuário final, possibilita o tráfego de serviços de comunicações em grandes volumes e altas taxas de dados, em conjunto com a facilidade e rapidez de implantação de redes sem fio a baixo custo, em comparação com as redes baseadas em cabos.

A arquitetura desta evolução é denominada EPS (*Evolved Packet System*) e que contempla o E-UTRAN (*Evolved Universal Terrestrial Rádio Access Network*) para o acesso e EPC (*Evolved Packet Core*) para o *Core* da Rede.

Uma característica que deve ser ressaltada das redes LTE, hoje denominada pelas operadoras como 4G, é que o *Core* da rede deverá ser exclusivamente baseado no protocolo TCP/IP, assumindo-se que não haverá mais *Circuit Switch* (CS) e a voz será servida através de *Packet Switch* (PS), uma vez que o VOiP (*Voice Over Internet* 

*Protocol*) tem se mostrado um método eficiente para se transferir dados de voz chamado basicamente de VOLTE, ou seja, (*Voice Over LTE*).

O LTE tem possibilitado o tráfego de serviços de comunicações em altas taxas de dados e grandes volumes, em conjunto com a facilidade e rapidez de implantação de redes sem fio a baixo custo, em comparação com as redes baseadas em cabos. Sendo assim, o LTE foi a tecnologia de evolução natural ao UMTS, sendo um importante avanço tecnológico na área de redes sem fio.

Há estudos em desenvolvimento para as tecnologias 4,5G e 5G [2] que, resumidamente, têm como intuito implementar do ponto de vista da interface aérea, a utilização de funcionalidades relacionadas à agregação de portadoras intra/inter bandas, desenvolvimento de modulações adaptativas avançadas e redução de latência.

### 1.1. Histórico

O GSM (*Global System for Mobile Communications*) foi um dos sistemas de comunicações móveis mais populares, tratado como um sistema de segunda geração (2G).Vide histórico da evolução na figura 1.

As redes GSM apresentam baixa eficiência na transferência de dados. Assim, surgiu o GPRS (*General Packet Radio Service*), uma tecnologia ainda 2G, mas que elevam as taxas nas redes GSM. Umas das desvantagens é que esta tecnologia, na grande maioria das vezes, não permite tráfego de voz e dados simultâneos.

Uma evolução do GSM foi o UMTS (*Universal Mobile Telecommunications System*) (3G) que permite o uso mais eficiente do espectro e utiliza como interface rádio o WCDMA (*Wideband Code Division Multiple Access*), sendo uma interface de acesso rádio que provê volume e velocidade ao acesso de dados muito superiores a 2 Mbps.



Figura 1: Evolução das redes de comunicações móveis

### (fonte http://www.teleco.com.br/tutoriais/re1.asp)

No UMTS, também temos pacotes que permitem que maiores taxas de dados sejam atingidas fazendo-se uso da mesma banda de 5 MHz como era no GSM.

O HSDPA (*High Speed Downlink Packet Access*) suporta maiores taxas no *Downlink*, permitindo a transmissão de dados com taxas teóricas de até 14,4 Mbps. Utiliza o (HS-DSCH)como canal de transporte e o (HS-PDSCH) como um novo canal físico. As diferenças destes canais em relação aos canais do WCDMA são, basicamente,a utilização de modulação e codificação adaptativa (MAC), da modulação de 16 QAM e retransmissão automática híbrida (HARQ).

Da mesma forma que temos o HSDPA, o HSUPA (*High Speed Uplink Packet Access*) é o subsistema que permite taxas teóricas de até 5,8 Mbps quando se utiliza a modulação QPSK, e até 12 Mbps quando se utiliza a modulação 16 QAM. Para oferecer maiores taxas, o canal dedicado E-DCH (*Enhanced Dedicated Channel*) é utilizado no HSUPA.

O HSPA+ (HSPA Plus) é , um novo subsistema do WCDMA, que permite taxas teóricas de, aproximadamente, 21 Mbps no *downlink* através da utilização da modulação 64 QAM. Utilizando diversidade e múltiplas portadoras, pode-se chegar a taxas teóricas de 80 Mbps no *Downlink* e 40 Mbps no *Uplink*.

# 1.2. Objetivos do Trabalho

O trabalho em questão tem como principal objetivo fazer comparações dos perfis de retardo, banda de coerência e potência média recebida na faixa de 700 MHz em diferentes formas de recepção *indoor*, seja pela variação de elementos espalhadores *outdoor* (vegetação e edificação), bem como a influência deles considerando a variação da altura de recepção, mantendo as características de transmissão do sinal LTE. Muitos trabalhos demonstram cenários diferentes para recepção de 2,6 GHz representando a banda 7, [3] frequência esta utilizada amplamente pelas operadoras celulares. A faixa de 2,6 GHz tem sido destinado, à cobertura e capacidade, entretanto, a faixa de 700 MHz poderá atender cobertura já que há uma facilidade na propagação devido a menor frequência.

Com o intuito de conhecer o comportamento do ambiente rádiomóvel, sua influência nos sinais em propagação e colaborar com os provedores de serviços orientando quais os melhores parâmetros do sistema e melhor definição do posicionamento das estações rádio móveis, a proposta desta dissertação é verificara cobertura e avaliar a estatística de rede em banda larga em ambientes *indoor* utilizando a faixa de 700 MHz. O sinal original foi de uma estação transmissora *outdoor* em um ambiente urbano.

Serão detalhados no segundo capítulo as primícias do funcionamento da tecnologia LTE, quanto às frequências, detalhando a modulação OFDM, utilização eficiente de sistemas irradiantes e a conceituação dos blocos de recursos.

No capítulo terceiro serão exploradas as variáveis que influenciam a propagação, bem como metodologia sugerida para realizar a caracterização do canal rádio móvel.

No capítulo quarto será apresentado o ambiente de teste. Detalhado o cenário, as obstruções, o setup dos equipamentos e apresentado o resultado das medições bem como um breve comparativo entre os resultados e o cenário e algumas características semelhantes dependendo da condição de recepção, seja pelo sinal direto onde considera os multipercursos e a influência da vegetação, a perda da penetração do sinal, bem como a influência do multipercurso do sinal *indoor* até a recepção do equipamento.

Encerrando no capítulo quinto, serão apresentadas as conclusões e sugestões como estimulo a continuação no desenvolvimento de propostas futuras.

# 2 Tecnologia LTE

### 2.1. Arquitetura da Rede

A grande maioria das redes fixas de telecomunicações já é baseada em IP (*internet protocol*) e redes de pacotes (*packet switch*).As operadoras já oferecem ambos os acessos à telefonia e internet via *cable modem* ou DSL. As redes *wireless*, ainda são otimizadas para *circuit switch* (CS), tanto para o acesso quanto para o *Core*, quando nos referimos às redes 2G, 3G e outras. A implementação de Voip (*Vice over IP*) para as redes acima mencionadas aumentaria, significativamente, a quantidade de dados transferidos na interface aérea e a capacidade para as chamadas CS seria reduzida, ou seja, muito provavelmente haveriam congestionamentos, já que rede de voz não foi projetada para trafegar grandes volumes de dados.

Devido à busca incessante dos usuários móveis a informações na rede e, com isso, necessário o aumento da disponibilidade da banda de transmissão, fez com que o 3GPP concluísse que a próxima geração seria baseada estritamente em OS (*packet switch*). Como consequência destes estudos surgiram duas frentes de pesquisas, o programa LTE (*Long Term Evolution*), com foco no *design* de uma nova arquitetura para a rede de acesso/interface aérea. O programa SAE (*Service Architecture Evolution*) foi combinado em uma única frente, o EPS (*Envolved Packed System*) [4].

Os aparelhos celulares que suportam a tecnologia LTE foram surgindo no mercado em conjunto com os equipamentos de rede de acesso, entretanto, para que o uso da tecnologia LTE fosse baseada em chamadas PS, seria necessário que o *Core* das operadoras tivesse implementação em *IP Multimídia Subsystem* ou *IP Multimídia Network Subsystem* (IMS) e a funcionalidade constante na rede LTE, para uso de voz sobre a rede IP, denominou-se *Voice Over LTE* (VoLTE). As operadoras de telecomunicações estão desenvolvendo o *Core* para uso de voz na tecnologia LTE, entretanto, há a possibilidade de utilizar o LTE exclusivamente para dados e, durante a criação ou recebimento de uma chamada de voz, o usuário seria redirecionado para a tecnologia 3G ou 2G e tão logo finalizada a chamada de voz, o móvel seria

redirecionado para o 4G (LTE), novamente. Esta tecnologia é utilizada atualmente no Brasil e tem sua denominação como CSFB (*Circuit Switched Fallback*).

Houve uma grande alteração na arquitetura da rede, se comparada às redes GSM e UMTS. A estação rádio base que tem denominação eNodeB (*Enhanced NodeB*), agrega algumas funcionalidades de processamento antes realizado pela RNC (*Radio Network Controller*). A eNodeB no LTE, tem esta denominação para se diferenciar da NodeB, do UMTS.

A rede LTE é menos complexa que a rede UMTS, pois como mencionado, a eNodeB adquiriu algumas funcionalidades da RNC e do *Core Network Gateway*. Não há central controlando elementos da rede de acesso. A eNodeB realiza o controle de tráfego na interface aérea garantindo QoS (*Quality of Service*) [5]. A figura 2 mostra os principais componentes de uma rede LTE (Acesso e *Core*).



Figura 2: Arquitetura da rede LTE. (Fonte: http://www.gta.ufrj.br)

A eNodeB também é responsável por controlar mobilidade, utilizando a interface X2 para decisão de *handover*, entretanto, caso não haja esta comunicação entre as eNodeB's utilizando X2, a comunicação pode ser realizada via *Access Gateway* e, neste caso, os dados dos usuários não são transmitidos durante o *handover*. A eNodeB se conecta no *gateway* através da interface S1. Diferente do UMTS, o LTE tem *hard handover*, ou seja, apenas uma célula se comunica com o móvel. Uma vantagem de não se utilizar a RNC é a redução de latência na rede LTE.

# 2.2. Faixas de Frequências

Dividem-se no padrão LTE dois grupos de frequências devido a modos de operação FDD (*Frequency Division Duplex*) e TDD (*Time Division Duplex*).

Na tabela 1 podem ser verificadas as frequências de operação definidas pelo 3GPP, mais utilizadas.

FDD		
Band	Uplink (UL)	Downlink (DL)
1	1920 - 1980	2110 - 2170
2	1850 - 1910	1930 - 1990
3	1710 - 1785	1805 - 1880
4	1710 - 1755	2100 - 2155
5	824 - 849	869 - 894
6	830 - 840	875 - 885
7	2500 - 2570	2620 - 2690
8	880 - 915	925 - 960
9	1749.9 - 1784.9	1844.9 - 1879.9
10	1710 - 1770	2100 - 2170
11	1427.9 - 1452.9	1475.9 - 1500.9
12	698 - 716	728 - 746
13	777 - 787	746 - 756
14	788 - 798	758 - 768
17	704 - 716	734 - 746
18	815 - 830	860 - 875
19	830 - 845	875 - 890
20	832 - 862	791 - 821
21	1477.9 - 1462.9	1495.9 - 1510.9
22	3410 - 3490	3510 - 3590
23	2000 - 2020	2180 - 2200
24	1626.5 - 1660.5	1525 - 1559
25	1850 - 1915	1930 - 1995
26	814 - 849	859 - 894
27	806 - 824	851 - 869
28	703 - 748	758 - 803

	TDD	
Band	Uplink (UL)	Downlink (DL)
33	1900 - 1920	2010 - 2025
34	1900 - 1920	2010 - 2025
35	1850 - 1910	1930 - 1990
36	1850 - 1910	1930 - 1990
37	1910 - 1930	1910 - 1930
38	2570 - 2620	2570 - 2620
39	1880 - 1920	1880 - 1920
40	2300 - 2400	2300 - 2400

Tabela 1: Frequências definidas pelo 3GPP para o LTE

No sistema TDD, o tráfego de DL e UL (*Downlink* e *Uplink*) são transmitidos de forma descontinuada na mesma frequência. Já no sistema FDD, o tráfego DL e UL utilizam transmissões simultâneas em frequências separadas. Uma desvantagem do sistema TDD em relação ao FDD é a cobertura, pois no TDD, se o tempo de DL/UL for

1/1, o UL utiliza a metade do tempo e a média da potência para cada *link* terá a metade da potência de pico conforme regulamentações. Para minimizar este problema, os sistemas são configurados DL/UL em 3/1 e quando comparado ao sistema FDD, para manter a equivalência de coberturas, será necessário pelo menos o dobro de *sites* a mais [6].

No Brasil, o LTE iniciou começamos com a banda 7 em 2600 MHz. Recentemente houve o leilão da banda 28: o LTE em 700 MHz. As irradiações nesta faixa, pelas operadoras, deverão ser permitidas pela agência reguladora, provavelmente por volta de 2016, devido aos sistemas de televisão, que hoje ocupam parte da banda do LTE.

O LTE permite uma flexibilidade no escalonamento de bandas variando de 1,4 MHz a 20 MHz, como pode ser observado na figura 3



Figura 3: Possibilidades de largura de banda LTE

## 2.3. MIMO

O sistema MIMO (*Multiple-input multiple-output*),conforme figura4, permite oferecer aos usuários ganhos significantes de taxas de dados, sem necessidade de utilizar mais banda ou potência para transmissão e recepção. Esta técnica utiliza arranjos de antenas e são transmitidos diferentes dados em cada antena (TX1, TX2).



Figura 4: Exemplos de configuração de MIMO (Fonte: www.artizanetworks.com)

Utilizado especialmente em cenários urbanos, onde é favorável o multipercurso, é possível aumentar a taxa de transmissão e o alcance da cobertura ou reduzir taxas de erros de bit, melhorando a eficiência espectral, enviando e recebendo mais de um sinal no mesmo canal ao mesmo tempo.

A grande maioria das antenas para cobertura em cenários *outdoor* utiliza polarização cruzada, ou seja, os dipolos chamados de *crosspol* (45°+45°), defasados de 90%. Uma maneira de fazer MIMO é utilizar diversidade de polarização, mas em cada elemento irradiante de cada polarização transmitir informações individuais. Esta é uma maneira de utilizar MIMO 2x2 em uma antena *singl*e que possui duas portas.

# 2.4. *Downlink* LTE

### 2.4.1.OFDM

Uma técnica de modulação complexa utilizada no LTE é o OFDM, Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*). Foi proposta inicialmente em [7] em 1971 e implementada em 1985 [8].

Na modulação OFDM, não se utiliza banda de guarda entre as portadoras e sim, sobreposição destas portadoras, e isto gera um ganho espectral de quase 50% quando comparado com o FDM.

Esta técnica distribui as informações dos dados entre as subportadoras, que são espaçadas em frequências bem definidas. No sentido matemático, esta separação previne que no processo de demodulação, não ocorram interferências entre as subportadoras, pois todas são ortogonais. Na Figura 5 pode ser verificado o espectro OFDM.

Os principais benefícios do uso do OFDM são minimizar a distorção durante propagação em ambientes de multipercurso, redução de interferência inter-simbólica e eficiência espectral.

Para modulação utiliza-se a técnica IFFT (*Inverse Fast Fourier Transform*) e para a demodulação, FFT (*Fast Fourier Transform*) com 256 portadoras. Cada canal de frequência pode ser modulado com uma modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) ou PSK (*Phase Shift - Keying*).



Figura 5: Espectro OFDM (Fonte: www.scielo.org.ve)

Para compartilhar recursos entre múltiplos usuários, foi criada a técnica OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), na qual os sub-canais são alocadas no domínio da frequência e no domínio do tempo.

### 2.4.2.OFDMA

O esquema de transmissão de dados na interface aérea do LTE é completamente diferente do WCDMA do UMTS. Não se utiliza uma única portadora como é feito no UMTS. No LTE, são transmitidos dados utilizando muitas portadoras estreitas e simultâneas cuja quantidade depende da banda que é utilizada, 1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz [5].

No *Downlink* do LTE é empregada a técnica OFDMA que tem sua camada física baseada no OFDM. De forma equivalente ao OFDM, o OFDMA emprega múltiplas subportadoras sobrepostas.

A diferença principal do OFDMA para o OFDM está na subdivisão das subportadoras em grupos. Cada grupo, formado por 12 subportadoras possui um espaçamento de 15 kHz. A duração de um símbolo é de, aproximadamente 66,667 μs e o prefixo cíclico padrão é de 4,7 μs.

Para acomodar os multipercursos, antes de cada símbolo OFDM é inserido o prefixo cíclico [9]. Em áreas principalmente urbanas, onde existe um grande número de edifícios, utiliza-se um prefixo cíclico de 16,67 µs, entretanto, este maior prefixo cíclico

Prefixo	$N^{o}$	Subportadoras	Símbolos
Cíclico	Subportadoras	(kHz)	OFDM
Normal	15	15	7
Estendido	15	15	6
Estendido	7,5	7,5	3

reduz o *throughput* para manter a mesma duração do símbolo [5]. Na tabela 2 podem-se verificar os prefixos cíclicos.

Tabela 2: Prefixos Cíclicos (OFDM)

2.5. *Uplink* LTE

### 2.5.1.SC-FDMA

No UL do LTE, é utilizado o SC-FDMA (*Single Carrier FDMA*). Da mesma forma que ocorre no OFDM, existem intervalos de guarda com prefixos cíclicos, que são introduzidos entre os blocos de símbolos a serem transmitidos.

A principal diferença e vantagem do SC-FDMA, quando comparado com OFDM e OFDMA, é que os símbolos apresentam um baixo PAPR (*Peak-to-average Power Ratio*), o que significa uma diminuição na complexidade dos transmissores, dos dispositivos e, também, no consumo de potência (celulares, *tablets*, etc.)

No *Uplink*, também são transmitidos os dados em 12 subportadoras, como no *Downlink*, e com TTI (*Transmission Time Interval*) também de 1 ms. A figura 6 apresenta um comparativo na transmissão de OFDMA e SC-FDMA.



Figura 6: Comparativo da transmissão utilizando OFDMA x SC-FDMA. (Fonte: lte-epc.blogspot.com)

# 3 Canal de Propagação Rádio Móvel

# 3.1. Propagação de Ondas Eletromagnéticas

Durante a propagação de uma onda eletromagnética, irradiada por uma antena, a frente de onda segue uma trajetória de propagação, que varia tanto conforme as características da geração desta onda quanto as características do ambiente (meio físico), em que esta onda se propaga. Desejando antever as condições de propagação desta onda em como ela chega até a antena de recepção, uma série de modelos de propagação são elaborados, considerando nos cálculos, parâmetros que representam as características físicas do meio além dos próprios parâmetros que representam a irradiação da onda eletromagnética. Dentre estes últimos pode-se destacar, potência do sinal irradiado, tipo de polarização da antena, formato do diagrama de irradiação da antena e frequência da portadora irradiada.

Devido aos inúmeros fatores, torna-se complexa a previsão de como o sinal transmitido chegará no receptor.

Além desses fatores, ainda há uma série de fatores externos, que afetam a propagação da onda eletromagnética, sendo os principais a reflexão, a difração e a dispersão do sinal no canal de propagação.

# 3.2. Efeitos na Propagação

Conforme destaca em [10], um sinal rádio transmitido de uma estação base alcança a estação móvel com um grande número de ondas dispersas (espalhadas). O espalhamento pode ser provocado por reflexões múltiplas sobre obstáculos irregulares, presença de muitas obstruções, variações da constante dielétrica do meio, entre outros. Devido à aleatoriedade destes fenômenos, o sinal rádiomóvel é geralmente tratado de forma estatística. O envelope, fase, e a frequência do sinal recebido variam aleatoriamente de acordo com algumas conhecidas distribuições de probabilidade.

Podem-se destacar três efeitos principais causados pelos multipercursos no sinal rádiomóvel. Primeiramente, variações rápidas na intensidade do sinal ao longo de pequenas distâncias percorridas, ou durante pequenos intervalos de tempo. Como segundo efeito podemos destacar uma modulação de frequência aleatória, variantes nas diferentes componentes recebidas, em função do movimento relativo entre o receptor e os diversos espalhadores que originaram os multipercursos. E, finalmente, os retardos de propagação dos sinais que chegam ao receptor por múltiplos percursos provocam um efeito de dispersão temporal (ecos) do sinal original. É importante salientar que as componentes multipercursos que tanto afetam o canal rádio móvel, chegam à antena receptora não só em tempos diferentes, mas também, em direções (ou ângulos) diversos, mesmo quando há condição de visibilidade entre transmissor e receptor.

Devido aos tipos de variações do sinal transmitido, define-se, ainda, os efeitos de propagação denominados de efeitos de grande escala e efeitos de pequena escala. Os de "grande escala" são devidos aos detalhes genéricos do terreno, da densidade e da altura das construções, como também, da vegetação não tão próximas. Esses efeitos são classificados, estatisticamente, através da média das perdas do percurso, ou seja perdas resultantes do percurso, e do sombreamento lognormal. Os efeitos de "pequena escala" são devidos ao meio local, ou seja próximo às árvores, construções e outros obstáculos vizinhos, sendo também considerado o movimento da estação receptora através destes meios. Estes últimos, representam uma escala de tempo mais curta. Considerar os efeitos de "pequena escala" é importante para o projeto da técnica de modulação e para o projeto geral do Transmissor/Receptor.

A figura 7 mostra os vários caminhos percorridos pelo sinal original até chegar ao receptor, identificados como multipercursos.



**Figura 7: Multipercursos** 

### 3.2.1.Difração

A difração pode ser considerada um fenômeno físico colaborativo, pois permite que as ondas eletromagnéticas se propaguem ao redor de superfícies curvas como, por exemplo, a superfície de curvatura da terra, atrás de obstruções e, apesar do campo elétrico recebido ter uma redução significativa quando o móvel receptor se dirige à região de sombra, o campo de difração tem nível suficiente para transportar alguma informação.

O princípio de *Huygens* esclarece o fenômeno da difração, quando menciona que todos os pontos em uma frente de onda são considerados fontes pontuais e produzem ondas secundárias, sendo que estas ondas combinadas geram uma nova frente de onda. O somatório vetorial dos campos elétricos na região de sombra, onde as ondas secundárias se propagam são o resultado da intensidade do campo elétrico original, da onda difratada.

### 3.2.2.Reflexão

Durante a propagação de uma onda de rádio, há várias formas de obstáculos e quando esta onda colide em um obstáculo, que pode ter características físicas e elétricas

das mais variadas, ela é parcialmente absorvida e parcialmente refletida. No caso hipotético de uma onda plana incidente em um dielétrico perfeito, não haverá perdas de energia por absorção. Toda energia refletida e transmitida são resultantes da energia da onda incidente.

O *coeficiente de reflexão de Fresnel* é um índice que demonstra as propriedades do material (obstáculo), que varia conforme o ângulo de incidência, frequência da onda propagada e a polarização da onda.

### 3.2.3.Espalhamento

O espalhamento é um dos principais fatores que geram multipercurso. Quando uma onda eletromagnética colide a uma superfície, partindo do princípio que não há nenhuma superfície perfeitamente plana, a onda refletida é espalhada em várias direções. A consequência desta dispersão induz vários efeitos na onda sendo um dos principais, a variação da fase. Esta variação permite, através de detalhadas avaliações nos sinais recebidos, entender um pouco melhor o cenário e com isso caracterizar o ambiente que o sinal esta propagando.

Utilizando como referência o ambiente urbano, não somente a variação topográfica, mas principalmente, a morfologia e as edificações geram grande dispersão no sinal recebido pois neste meio há grande variação devido a objetos irregulares, vários obstáculos que possuem constantes dielétricas diferentes. Sem dúvida, devido a esta grande aleatoriedade, os sinais rádio móveis são tratados estatisticamente, como destacado em [10].

Nestes ambientes, a amplitude, a fase e a frequência do sinal recebido costumam, na média, variar aleatoriamente de acordo com algumas distribuições de probabilidade já conhecidas, dentre elas: *Rayleigh*, *Rice* e *Nakagami*.

Devido a estas variações, os efeitos nos sinais transmitidos são divididos de duas formas duas formas: desvanecimento de larga escala e de pequena escala, discutidos a seguir:

#### a) Desvanecimento de larga escala:

Também chamado de desvanecimento log-normal [11,12], normalmente está vinculado a condições de sombra devido a influência de grandes objetos (em relação ao

comprimento de onda), que bloqueiam parcialmente ou completamente os receptores móveis ao passar por trás de obstáculos, e que provocam a queda do nível do sinal. As atenuações morfológicas como na vegetação, também são consideradas de larga escala. Este tipo de desvanecimento atua na perda de percurso de uma localidade específica de maneira construtiva ou destrutiva, em relação à perda média do sinal [10]. Esta variação é distribuída de forma aleatória sobre a perda do percurso esperado para a localidade [10] sendo descrita por uma equação estatística log-normal ou normal.

### b) Desvanecimento de pequena escala:

Possui uma complexidade maior que o de larga escala, pois este desvanecimento ocorre, principalmente, devido aos diferentes percursos percorridos pelos sinais, causando dispersão no tempo, já que as amplitudes e fases desses multipercursos são aleatórias quando chegam ao receptor.

## 3.3. Influência dos Multipercursos na Propagação

### **3.3.1.Deslocamento Doppler**

Para facilitar a compreensão do efeito *Doppler*, considera-se uma estação móvel em deslocamento com velocidade constate, v, ao longo de um trajeto com extensão dentre os pontos X e Y, enquanto recebe os sinais de uma fonte remota *S*, conforme demonstrado na figura 8 [13].



Figura 8: Demonstração do Efeito Doppler

Representa-se pela equação  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ , a diferença entre o caminho inicial e final da onda propagada, onde  $\Delta t$  é o tempo para a estação móvel passar de X para Y, e é considerado igual nos pontos X e Y, pois a origem é muito distante ou seja, a distância da fonte remota é praticamente a mesma no ponto X e Y. A mudança de fase no sinal recebido é devido à diferença nas diferenças do caminho X e Y, conforme representada na equação:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi\Delta l}{\lambda} \cdot \cos \theta(3.1)$$

O deslocamento *Doppler*, o ângulo espacial entre a direção da mobilidade do dispositivo e a direção de recepção da onda propagada e a velocidade da estação móvel é dado pela equação abaixo através de  $F_d$ :

$$F_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} . \cos \theta(3.2)$$

A direção do deslocamento pode ser analisada através do resultado do sinal de  $F_d$ . Se o deslocamento for positivo e a frequência aparentemente aumentada, a estação está em movimentação na direção da onda irradiada. Já se o resultado do deslocamento  $F_d$ for negativo e a frequência aparentemente diminuída, representa que o receptor móvel está se afastando da onda propagada. O deslocamento *Doppler* é a faixa de frequências na qual o espectro *Doppler* se espalha. Durante a medição *indoor* realizada, caso a recepção fosse com uma velocidade elevada, a resultante seria positiva, pois na maioria dos percursos, em todos os andares, procurou-se caminhar em direção à fonte transmissora.

## 3.4. Caracterização do Canal Rádio Móvel

A caracterização empírica de um canal rádio móvel pode ser realizada através de medições de faixa estreita e faixa larga, no canal a sondar. Devido ao objetivo deste trabalho, utilizou-se medições em faixa larga, e, nos próximos capítulos, a sondagem e caracterização do canal serão abordadas através de expressões matemáticas aplicadas às amostras obtidas experimentalmente.

Da sondagem de faixa larga é possível se determinar os parâmetros de dispersão do sinal rádio móvel no canal sondado.

### 3.4.1. Parâmetros de dispersão

Para estudar e realizar comparações com os diferentes canais rádio móveis, alguns parâmetros são comumente utilizados para colaborar na quantificação e estimativa do desempenho do canal. Na prática, para uma avaliação temporal na dispersão do canal, utilizam-se parâmetros como retardo médio, espalhamento médio e banda de coerência. Tais parâmetros de dispersão temporal são definidos a seguir:

### a) Retardo Excedido Médio (mean excess delay)

Representa o atraso médio de propagação das componentes de multipercurso em relação à primeira componente que chega no receptor. Representa o primeiro momento do perfil de retardos de potência. É definido através da equação:

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_{k} P(\tau_k) \tau_k}{\sum_{k} P(\tau_k)} \qquad (3.3)$$
tal que  $P(\tau_k)$  é a potência da unidade k (em unidade linear) de multipercurso e  $\tau_k$  é seu atraso da propagação em relação ao primeiro sinal recebido.

#### b) Espalhamento de retardo RMS (RMS Delay Spread):

É a medição do espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo médio excedido. Os resultados dos espalhamentos de retardo RMS são peculiares em ambientes *outdoor* e *indoor* [14]. Os valores comumente encontrados na propagação *outdoor* é na ordem de microssegundos já em ambiente *indoor* da ordem de nanossegundos. Elevados espalhamentos de retardo provocam ISI (Interferência Inter Simbólica) nos sistemas digitais, e uma das vantagens em utilizar o LTE com portadoras OFDM, é minimizar a ISI em alta mobilidade, já que este tipo de modulação é robusto a estes efeitos.

O espalhamento de retardo RMS é definido como:

$$\tau_{rms} = \sigma_{\tau} = \sqrt{\frac{\sum_{k} (\tau_k - \overline{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_{k} P(\tau_k)}} \quad (3.4)$$

representado através da raiz quadrada do momento central do perfil de retardo de potências no receptor.  $P(\tau_k)$  representa a potência linear da componente k de multipercurso,  $\tau_k$  o atraso de propagação da *k-ésima* onda em relação ao primeiro sinal recebido e  $\delta$ o retardo excedido médio.

#### c) Espalhamento Temporal Excedido (Excess Delay Spread):

Apresenta o atraso máximo em relação à primeira componente recebida considerando como referência a queda de energia de um certo nível em dB determinado, abaixo do maior nível de sinal recebido. Quando determinado um patamar de recepção do sinal, toda a extensão temporal do sinal neste canal acima deste patamar é denominado de espalhamento temporal excedido.

É definido como:

$$\tau_{max}(X) = \tau_X - \tau_0 \qquad (3.5)$$

sendo  $\tau_0$  o tempo de chegada do primeiro sinal e  $\tau_X$  o tempo de chegada do último sinal com o nível de potência acima do limiar X e, ao mesmo tempo, o sinal abaixo do sinal de maior amplitude.

O valor de  $\tau_X$  em algumas literaturas é denominado tempo de espalhamento da intensidade de potência, entretanto, deve sempre ser considerado como um patamar relacionando o ruído e as componentes máximas de multipercurso [13] e que, na prática, os valores dos parâmetros de dispersão dependem do valor do patamar de ruído utilizado no processamento do sinal recebido. Se o limiar de ruído for mal definido e muito baixo, o ruído será processado junto às componentes de multipercurso e aumentará os valores do espalhamento.

#### d) Banda de Coerência (Coherence Bandwidth):

Medida estatística muito utilizada quando se deseja determinar a faixa de frequência de atuação em um canal, de todas as frequências de um sinal transmitido e que, normalmente, relaciona para sua obtenção, parâmetros de dispersão mencionados anteriormente, mais especificamente, o espalhamento de retardo RMS.

Critérios variam na definição da banda, quando considerada a função de correlação e que sendo mais rigoroso com os resultados que se deseja obter [10], a banda na qual a função de correlação entre as frequências esta acima de 90% (0,9), utiliza-se a seguinte função:

$$B_c = \frac{1}{50k\sigma_t} \quad (3.6)$$

onde  $\sigma_t$  é o espalhamento de retardo RMS, em segundos.

Utilizando um critério menos rigoroso é considerar a banda na qual a função de correlação entre as frequências esta acima de 50% (0,5), onde a equação da Banda de Coerência [10] fica:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (3.7)$$

Os cálculos acima mencionados para checagem da banda de coerência são e empíricos e nem sempre são verificados na prática, entretanto, colabora em avaliações qualitativas, dependendo da correlação utilizada, da variação da banda de coerência.

De forma genérica, podemos apresentar a fórmula como descrita em 3.7 e o fator k varia dependendo do cenário.

Há canais, entretanto, em que (3.7) não se aplica, já que k pode variar. O que se pode afirmar na realidade, é que existe uma relação inversa entre  $B_c$  e  $\sigma_T$ .

$$B_c = \frac{1}{k\sigma_t} \quad (3.7)$$

Pelo fato do canal rádio móvel possuir características variadas, como mencionadas no início do trabalho, existem efeitos distintos nas frequências que são transmitidas neste canal e que denomina-se seletividade. Nos sinais digitais de faixa estreita, este efeito normalmente é desprezado, entretanto, nos sinais digitais de faixa larga, para que o sinal não seja afetado pela seletividade, utilizam-se equalizadores.

#### 3.4.2.Canal Determinístico

Segundo descrições e observações em [16], é possível modelar um canal rádio móvel como um filtro linear, com a variação da resposta ao impulso ao longo do tempo, sendo esta variação representada pela mobilidade do receptor. Existem pequenas aproximações que podem ser realizadas para considerar o canal em avaliação dito como estacionário. Normalmente, se consideram pequenos intervalos de tempo ou curtas distâncias a partir do perfil de distribuição da potência recebida no receptor. Estas simplificações permitem aproximar o sistema, ao canal real.

Exige-se conhecimento normalmente não disponível de FDPs (Funções Densidade de Probabilidade), multidimensionais para a caracterização estatística do canal linear, quando existe uma variação aleatória temporal dos filtros. Neste caso, as funções de correlação do sistema são aproximadas e as funções de correlação se comportam com características de processos aleatórios.

Para simplificar as funções de correlação [17], para tratativa do sinal no canal recebido, considera-se o canal estacionário no sentido amplo no domínio do tempo com espalhamento descorrelacionado no domínio de retardo; WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatterring*).

A função de espalhamento de retardo que é descrita por  $h(t;\tau)$  e é a envoltória complexa da resposta do impulso variante no tempo, é resultado da resposta a um sistema em um instante t, de um impulso aplicado a  $\tau$  segundos.

Além da mobilidade do receptor, os espalhadores também podem estar em movimento e esta aleatoriedade nas mobilidades ocasionam o deslocamento *Doppler* e este conceito está embutido na envoltória complexa de  $h(t;\tau)$ . Através de cálculos de transformada dupla de Fourier no retardo e no tempo da envoltória complexa, obtém-se na Função de Espalhamento Doppler de Entrada H(f;v).

Utilizando como variáveis y(t), que é a envoltória obtida do sinal real transmitido, x(t), e a resposta ao impulso h(t;  $\tau$ )  $\Box$ chega-se à equação de saída do canal z(t) como soma dos espalhadores estacionários:

$$z(t) = h(t;\tau) * y(t)$$
  

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t;\tau) y(t-\tau) d\tau \qquad (3.8)$$

Considera-se o limite inferior de integração zero e o superior T, tempo de observação do canal, para os casos em que os canais são fisicamente construídos.

Como:

- Para garantir a causalidade do sistema:  $h(t; \tau) = 0$ ,  $\forall \tau < 0$ ;  $e \tau < t$
- $x(t) = \text{Re}[y(t) e^{j\omega t}] e \omega = 2\pi f_c$ , onde  $f_c$  é a frequência da portadora;

A equação é representada fisicamente como um filtro transversal de linha de retardo, como mostra a figura 9 [17], em que a função representa uma soma discreta e que cada espalhador gera um retardo ( $\tau\Box\tau + i\Delta\tau$ ) e h(t;  $i\Delta\tau$ )  $\Delta\tau$  representa uma flutuação de ganho.



Figura 9: Representação do modelo do canal no domínio do tempo

Outra forma de se avaliar a saída do canal é no domínio da frequência [18], apresenta através da equação abaixo:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f; \nu) Y(f - \nu) d\nu$$
(3.9)

Na equação anteriormente informada, só é possível observar a contribuição dos espalhadores nos diferentes comprimentos dos percursos (i;  $\Delta \tau$ ). Nesta última, há comportamento variável no tempo do canal, através da variável de deslocamento *Doppler*(v), conforme se vê na figura 10 [17].



Figura 10: Representação do modelo do canal no domínio da frequência

O espalhamento do sinal de entrada na frequência é representado por H(f,v) como expressão no domínio da frequência e deslocamento *Doppler*. O espalhamento temporal

do sinal de entrada, sendo a função de transferência do canal, é representado por  $h(t;\tau)$ , no domínio de tempo e retardos.

As funcões demonstradas acima, são relacionadas no domínio do tempo e da frequência em [18], que apresenta através da transformada direta de Fourier no domínio do tempo de h(t; $\tau$ ), a função de S( $\tau$ ; $\nu$ ) = F<sub>t</sub>{h(t; $\tau$ )}, como sendo a função de transferência no domínio do retardo e deslocamento *Doppler*. Obtém-se a transformada de Fourier no domínio do retardo da função h(t; $\tau$ ), através da função T(f; t) = F<sub>t</sub>{h(t;  $\tau$ )}, que representa a função de transferência do canal ao longo do tempo.

A saída Z(t) é a soma da entrada y(t) retardados aleatoriamente e atenuada por  $S(\tau,v) dv$ .

Relacionar todas estas equações permite a realização dos estudos de caracterização do canal rádio móvel. Abaixo apresenta-se as funções nos diferentes domínio de tempo e frequência e, logo em seguida, representamos o diagrama demonstrando as transformações na figura10.

$$T(f;t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t;\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$$
(3.10)

$$S(\tau; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt$$
(3.11)

$$H(f;v) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f; t) e^{-j2\pi v\tau} dt$$
(3.12)

$$H(f;v) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; v) e^{-j2\pi\tau} d\tau$$
(3.13)



Figura 11: Relação entre as funções nos diferentes domínios, representando um canal

Ao realizar adequações nas equações (3.10) em (3.13), chega-se à transformada dupla de Fourier da função em  $h(t,\tau)$  representada pela equação:

$$H(f;v) = \int_{-\infty}^{\infty} \{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t;\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \} e^{-j2\pi vt} dt$$
(3.14)

#### 3.4.3.Canal Aleatório

Apesar da reduzida mobilidade no cenário *indoor*, este trabalho utilizou transmissão oriunda de cenário *outdoor*, incluindo algumas rotas em que o sinal se propagou pela vegetação, e devido a mobilidade do receptor *indoor*, o canal rádio móvel se comportou como um sistema aleatoriamente variável no tempo. Após observar o detalhamento do canal determinístico emitem anterior, pode-se afirmar que no canal aleatório as funções agem como processos estocásticos. Serão representadas por funções densidades de probabilidade conjunta das quatro variáveis: retardo, tempo, frequência e deslocamento *Doppler*. Utilizando-se métodos estatísticos, são obtidas as funções de autocorrelação de saída, conhecendo-se o sinal de entrada.

A função de autocorrelação do sinal de saída, representada em (3.15), apresenta  $\tau$ e  $\xi$  como retardos associados aos instantes de tempo t e s. Sendo E[.] o valor esperado entre o produto da saída em um determinado instante t e o complexo conjugado da saída em um instante s, pode-se escrever:

$$R_z(t,s) = E[z(t), z^*(s)](3.15)$$

Para a obtenção da média como um produto das funções de transferência, substitui-se a equação 3.8 e considera-se a entrada y determinística. Encontram-se as equações:

$$R_{Z}(\mathbf{t},\mathbf{s}) = \mathbb{E} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau)y * (s-\xi) \mathbf{h}(\mathbf{t};\tau) \mathbf{h}^{*}(\mathbf{s};\xi) d\tau d\xi$$

$$R_{Z}(\mathbf{t},\mathbf{s}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y * (s-\xi) [E[h(\mathbf{t};\tau) h * (\mathbf{s};\xi)] d\tau$$

$$R_{h}(\mathbf{t},\mathbf{s}:\tau,\xi) = [E[h(\mathbf{t};\tau) h * (\mathbf{s};\xi)] d\tau \qquad (3.16)$$

Aplicando um desenvolvimento equivalente ao acima mencionado, podemos obter também:

$$\begin{split} R_{z} (\xi, \tau) &= \mathbb{E} \left[ z (\tau, v) z^{*} (\xi; \mu) \right] \\ R_{z} (\xi, \tau) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau - v) y^{*} (\xi - \mu) \left[ \mathbb{E} \left[ h (\tau; v) h^{*} (\xi; \mu) \right] v d\mu \right] \\ R_{s} (\tau, \xi; v, \mu) &= \left[ \mathbb{E} \left[ h (\tau; v) h^{*} (\xi; \mu) \right] v d\mu \right] \\ R_{z} (v, \mu) &= \mathbb{E} \left[ z(v, f) z^{*}(\mu; l) \right] \\ R_{z} (v, \mu) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(v - f) y^{*} (\mu - l) \left[ \mathbb{E} \left[ h (v; f) h^{*} (\mu - l) \right] df dl \\ R_{H} (v, \mu; f, l) &= \left[ \mathbb{E} \left[ h (v; f) h^{*} (\mu - l) \right] \right] \\ R_{z} (f, l) &= \mathbb{E} \left[ z (f, t) z^{*} (l; s) \right] \\ R_{z} (f, l) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(f - t) y^{*} (l - s) \left[ \mathbb{E} \left[ h (f; t) h^{*} (l; s) \right] \right] dt ds \\ R_{T} (f, l, t, s) &= \left[ \mathbb{E} \left[ h (f; t) h^{*} (l; s) \right] \right] \\ (3.19) \end{split}$$

A figura 12 apresenta através das funções de autocorrelação, as relações entre as diferentes formas de representar um canal, considerando as variáveis (f, l) como as frequências associadas aos retardos  $(\tau,\xi)$ , e as variáveis  $(v,\mu)$  dos deslocamentos *Doppler* associados aos instantes de tempo (t,s).



Figura 12: Relação entre as Funções de Correlação do Canal

As equações (3.20) a (3.23) demonstram as relações entre as funções descritas no esquema da figura 12.

$$R_{s}(\tau,\xi;\nu,\mu) = F_{t,s} \{ R_{h}(\tau,s;\tau,\xi) \}$$
(3.20)

$$R_T(f, l;t,s) = F_{\tau,\mu} \{ R_h (t,s;\tau,\xi) \}$$
(3.21)

$$(v \parallel f l) = \begin{cases} F_{\tau,\xi} \{ R_s(\tau,\xi;v,\mu) \} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(3.22)

$$R_h (v,\mu,f,l) =$$
 ou  
 $F_{t,s} \{R_T(f,l;t,s)\}$  (3.23)

#### 3.4.4.Canal Real

Para análise e estudos dos canais reais, utilizando como continuidade as abordagens apresentadas nos canais determinísticos e estatísticos através de deduções em [17,18], faz se necessário assumir que o canal rádio móvel seja estacionário no sentido amplo, com os espalhadores do meio descorrelacionados (*WSSUS*), a fim de simplificar a função do canal. Para que isso se torne aproximado, são feitas avaliações em pequenas distâncias e intervalos de tempos curtos. Quando esta aproximação é utilizada, pode-se assumir que a média estatística não depende do posicionamento e nem do instante de tempo. Assume-se, também, que a função de autocorrelação será invariável durante as variações de espaço e tempo, nas medidas obtidas.

Ao se considerar a condição de estacionariedade no sentido amplo e espalhadores descorrelacionados, canal passa a ser representado de forma mais simples, com função de transferência nos quatro domínios  $(t,\delta)$ , (t,f),  $(\mu,f)$  e  $(\mu,\xi)$  [17] e mostrado na figura 13.



Figura 13: Relação das Funções de Correlação nos diferentes domínios representando um mesmo canal.

As variáveis  $\eta \in \Omega$ , representam respectivamente, intervalo de tempo e faixa de frequência, sendo  $\eta = s - t \in \Omega = f - l$ .

Ao se considerar um instante de observação, onde há um intervalo nulo ( $\eta = 0$ ), obtém-se para a autocorrelação, quando suposta uma entrada impulsional em t =  $\xi$  (faixa larga):

$$R_Z(\mathbf{t},\mathbf{t}) = P_h(\mathbf{t}) \tag{3.24}$$

e autocorrelação de  $R_Z$ descrita, demonstra que a função de potência média da envoltória da função resposta do impulso do canal  $\eta=0$  é a própria função de saída do canal. Para os canais WSSUS, a função de autocorrelação de saída do canal será o próprio perfil da distribuição da potência recebida no tempo, quando considerada a entrada impulsiva com relação a  $P_h(t)$  que é a dispersão no tempo dos sinais que trafegam por canais de rádio. Em resumo, quando a duração da entrada y(t) for muito maior que o espalhamento de retardo dos multipercursos dentro do canal. Habitualmente, a redefinição de  $P_h(t)$  tem sua origem de maneira que o primeiro multipercurso recebido esteja em t. Sendo assim,  $P_h(t - t_0)$  será representado por  $P_h(\xi)$ .

Da mesma forma, ao utilizarmos  $\Omega = l$  - f e considerando uma única frequência,  $\Omega = 0$  e chega-se à equação 3.25, sendo a autocorrelação da saída do canal, como o perfil da distribuição de potência para a potência recebida, na frequência, considerando uma entrada impulsiva em relação a $P_H$ (f) que é a dispersão na frequência, dos sinais que trafegam nos canais rádiomóveis.

$$R_Z(\mathbf{f},\mathbf{f}) = P_H(\boldsymbol{\mu}) \tag{3.25}$$

## 3.5. Geração, transmissão e recepção do sinal OFDM (LTE)

Como o objetivo do trabalho visa caracterizar o canal em resposta a um sinal equivalente ao LTE em um ambiente *indoor*, o sinal original foi modulado utilizando-se a técnica de portadoras ortogonais (OFDM). O sinal OFDM utilizado, foi baseado nos experimentos em [3], utilizando um conversor série/paralelo para dividir a *string* de bits de acesso. Foram criados múltiplos quadros para, em seguida, serem codificados em QAM e cada símbolo modula uma subportadora distinta. Os símbolos complexos foram conformados em frequências ortogonais através da transformada rápida de Fourier. Antes dos símbolos OFDM, as amostras discretas são transformadas em uma sequência temporal em um conversor paralelo/serial e, finalmente, há a adição do Prefixo Cíclico, que tem como finalidade prover um intervalo de guarda entre os símbolos, de forma a acomodar o espalhamento de retardo do sinal.

Para a geração e captura dos dados para caracterizar o canal, utilizaram-se o Gerador Vetorial de Sinal, MG 3700A e o Analisador de Sinal Vetorial MS 2962A, respectivamente. O primeiro utilizado na transmissão do sinal *outdoor* e o segundo, na recepção *indoor*. Como todo equipamento, estes também são limitados tecnicamente, por isso, o sinal OFDM que foi criado, utilizou taxas pré-estabelecidas dos analisadores. Assim, o símbolo de 20 MHz usado no experimento foi captado a uma taxa de amostragem de 50 M amostras/segundo, respeitando o Teorema de *Nyquist*.

Para o presente trabalho, foi utilizado um sinal OFDM de 20 MHz e uma FFT de 1024 portadoras, sendo que estas portadoras, 800 delas com informação útil e a diferença foi complementada com zeros. Incluindo a amostragem e o prefixo cíclico de 1/16, o número final de amostras OFDM foi de 2176. O período total de símbolos OFDM foi de 43,52  $\mu s$ , encontrado através da formulação abaixo.

$$T_b = \frac{1}{F_s} \cdot N_a = \frac{2176 \text{ amostras}}{50 \cdot 10^6 \text{ amostras/s}} = 3,52 \ \mu s \tag{3.26}$$

 $T_b$  representa o período do símbolo OFDM e a variável  $N_a$  representa o número de amostras geradas através da Transformada Rápida de Fourier no domínio do tempo, incluindo as amostras do prefixo cíclico.

Na tabela 3, apresenta-se um resumo dos parâmetros e os valores utilizados na geração das amostras do sinal OFDM.

Parâmetro	Valor	Unidade de Medidas
Tamanho da FFT [N <sub>FFT</sub> ]	1024	Amostras
Fator de Amostragem	2	-
Frequência de Amostragem [Fs]	50	M amostras/seg
Prefixo Cíclico [CP]	1/16 x 1024 = 64	Amostras
Largura do Símbolo [BW]	20	MHz

Tabela 3: Principais Parâmetros do Sinal OFDM utilizado no trabalho

Para o sinal de informação foi usada uma sequência PN gerada em MATLAB, pelo mesmo código utilizado em [17], com o comprimento de 511 bits e polinômio gerador  $x^9 + x^2 + 1$ .

Utilizando o *software* MATLAB, foi possível gerar o sinal em componentes em fase (I) e quadratura (Q) no formato texto (.txt).Foi feita a conversão do arquivo para o formato (.wvi), através *software* IQProducer® e o sinal foi transferido ao gerador vetorial de sinal. Para facilitar a identificação dos símbolos OFDM na recepção, foram inseridas 200 amostras do sinal entre os símbolos.

Para uma sondagem do canal aprimorada, visando a obtenção dos perfis de retardo e amostras de dados correspondentes à sequência pseudo-aleatória ou sequência PN (*Pseudo-Noise*), [3,17,,21] foi utilizada a técnica de Filtro Casado na recepção do sinal. Com os sinais recebidos, para obtenção dos parâmetros de dispersão, foi necessário utilizar uma técnica de filtragem para eliminar os espúrios e considera somente os retardos efetivos de espalhadores existentes no local de estudo. A técnica CFAR (*Constant False Alarm Rate*), mantém somente perfis válidos.

Determinou-se um patamar de ruído com base na diferença entre o valor máximo de potência de todo o perfil de retardo e a mediana deste perfil adicionado ao valor do desvio padrão.

#### 3.5.1. Técnica de Filtro Casado

O sinal de transmissão e de recepção, convolução e resposta ao impulso são exemplos dos parâmetros utilizados na aplicação da teoria do filtro linear para obter a função de transferência do canal [21].

A utilização do filtro casado permite detectar um sinal conhecido em canais com ruído aditivo gaussiano e branco. Sua implementação utiliza como base, um filtro linear invariante no tempo, com resposta impulsiva.

#### 3.5.2. Principais propriedades do Filtro Casado

Dado um sinal g(t), com uma duração T, o filtro casado é caracterizado por um par de transformadas de *Fourier*:

$$h_{\text{\acute{o}timo}}(t) = kg(T - t) \Leftrightarrow kG^*(f)e^{(-j2\pi fT)}$$
(3.27)

1) Supondo um sinal de entrada g(t), sua saída g'(t) é dada por:

$$g'(T) = \int_{-\infty}^{\infty} kG^*(f) e^{(-j2\pi fT)} G(f) e^{(j\pi fT)} df = k \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df \quad (3.28)$$

Para obtenção da primeira propriedade utilizando a Energia do sinal, se utiliza o Teorema da Energia de Rayleigh, que calcula a energia do sinal no domínio do tempo, ou na frequência, pela expressão:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df(3.29)$$

Após substituição de (3.51) em (3.50) obtém-se:  

$$g'(T) = k E$$
 (3.30)

2) Para ruído branco com média zero e densidade espectral  $N_0/_2$ , tem-se para a potência de ruído na saída do filtro:

$$E[w_0^2(t)] = \frac{N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df = \frac{k^2 N_0}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |G(f)|^2 df = \frac{k^2 N_0 E}{2}$$
(3.31)

3) Determinando a *SNR* (Relação Sinal Ruído) máxima, tem-se:

após substituições:

$$SNR_{max} = \frac{|g_0(T)|^2}{E[w_0^2(t)]} = \frac{(k E)^2}{k^2 N_0 E/2} = \frac{2 E}{N_0}$$
(3.32)

e observa-se que a *SNR* não depende do formato do pulso quando se usa o filtro. A relação  $E/N_0$  é definda como sendo a relação entre a energia do sinal pela densidade espectral de ruído.

# 4 Descrição do Ambiente de Teste e *Setup* de Medições

Neste capítulo são descritos o ambiente dos testes e o *setup* de medições, onde são expostos todos os equipamentos e acessórios envolvidos no experimento em que foram coletados os dados para as devidas análises.

## 4.1. Descrição dos Ambientes de Medição

A antena de transmissão foi instalada no topo do prédio Novo de Engenharia na UFF em Niterói e as medições foram realizadas dentro do prédio de Física da UFF, conforme se visualiza na figura 14.



Figura 14: Vista aérea do local de medição – Campus UFF

(Fonte: Google Earth)

O sinal que chegava na antena de recepção localizada no interior do prédio era atenuado devido à influência da vegetação *outdoor* existente entre os dois prédios e à perda por penetração do prédio de Física.

#### 4.1.1.Visada na direção da antena transmissora

As figuras apresentadas, de 15 à 25, representam a vista direta das janelas do prédio da física, confirme figura 14, na direção da antena de transmissão, em diferentes andares, e desta forma, será possível analisar a influência dos multipercursos quantitativamente, enquanto a influência da vegetação no sinal recebido pode ser analisada qualitativamente.

Quando as fotografias das visadas foram tiradas, não foi possível acesso a todos os andares.



### 4.1.1.1. Térreo

Figura 15: Visada para antena de TX (Prédio de Física para Prédio ENG) -Térreo

# 4.1.1.2. 2P (Esquerda e Direita)



Figura 16: Visada para antena de TX – andar 2P (Esquerda)



Figura 17: Visada antena de TX – andar 2P (Direita)

# 4.1.1.3. 1° andar (Esquerda e Direita)



Figura 18: Visada antena de TX – 1º Andar (Esquerda)



Figura 19: Visada antena de TX – 1º Andar (Direita)

# 4.1.1.4. 2° andar (Esquerda e Direita)



Figura 20: Visada antena de TX – 2º Andar (Esquerda)



Figura 21: Visada antena de TX – 2º Andar (Direita)

# 4.1.1.5. 3º andar (Esquerda e Direita)



Figura 22: Visada antena de TX – 3º Andar (Esquerda)



Figura 23:Visada antena de TX – 3º Andar (Direita)

# 4.1.1.6. 4º andar (Esquerda e Direita)



Figura 24: Visada antena de TX – 4º Andar (Esquerda)



Figura 25:Visada antena de TX – 4º Andar (Direita)

## 4.2. Descrição do *Setup* de Transmissão e da Recepção

## 4.2.1. Descrição do Setup de Transmissão

A transmissão foi realizada do topo do prédio de engenharia da UFF a uma cota, de aproximadamente, 23 metros, altura de transmissão de 20 metros, não havendo influência topográfica na propagação.

Nas figuras 26 e 27 são apresentadas uma foto com o *setup* de transmissão e um diagrama esquemático resumido.



Figura 26: Equipamentos utilizados na transmissão



Figura 27: Diagrama esquemático da transmissão

### 4.2.1.1.Gerador Vetorial de Sinais



Figura 28: Equipamento MG 3700A, utilizado na transmissão

Na figura 28, está a foto do gerador utilizado na transmissão, e na tabela 4, são apresentados os principais parâmetros de transmissão.

Frequência Inicial	768 MHz
Frequência Portadora	778 MHz
Frequência Final	788 MHz
Saída do gerador RF	6dBm
Modulação	OFDM

Tabela 4: Principais parâmetros utilizados no Gerador MG 3700A

# 4.2.1.2. Amplificador de Potência

Um amplificador de potência de 16W da *Minicircuits*, ZHL-16W-43+ foi utilizado na transmissão. Permite um ganho aproximado de 40 dB na faixa de transmissão. A figura 29 mostra o amplificador e a tabela 5 provê as principais características do amplificador, retiradas do *datasheet*.



Ganho médio	$\sim 40 \text{ dB}$
Frequência de operação	1,8 a 4,0 GHz

Tabela 5: Principais parâmetros do Amplificador

Figura 29: Amplificador de Potência

Como o experimento foi realizado na faixa de 700 MHz, foi levantada a curva de ganho e, conforme marcação na figura 30 na faixa de 700 MHz, o ganho aproximado é de 37 dB, apresentando um bom comportamento.



Figura 30: Curva de saturação do amplificador de potência

#### 4.2.1.3. Fonte de Alimentação

A fonte de alimentação utilizada para polarizar o amplificador de potência foi a DC DIGITAL PS 500. Esta fonte disponibiliza até 28 Volts e 4 Ampères, ajustáveis para o Amplificador de Potência.

#### 4.2.1.4. Antena de Transmissão

A antena TX utilizada nas medições, foi o modelo *Single* LNX-6512DS-T4M, do fabricante *Commscope* (*Andrew*), que suporta desde 698 MHz até 896 MHz. O ganho médio da antena na faixa de 700 MHz é de aproximadamente, 14,5 dBi; a abertura horizontal é de 65° e abertura vertical, de 18,7°. Na figura 31 são visualizados os diagramas de irradiação horizontal e vertical dessa antena.



Figura 31: Diagrama de irradiação da antena de TX

## 4.2.1.5. Parâmetros do Setup de Transmissão

Na tabela 6, apresentado o Link Budget com objetivo de calcular a EIRP.

Potência de saída do Gerador de Sinais	6 dB
Frequência de Transmissão	783 MHz
Ganho do Amplificador de Potência	37 dB
Ganho Antena de Transmissão	14,5 dBi
Perda nos Cabos e Conectores	3,3 dB
EIRP Calculada	54,2 dBm

Tabela 6: Parâmetros do Set-up de Transmissão

# 4.2.2. Descrição do Setup de Recepção

Nas figuras 32 e 33, são mostrados o *setup* de recepção e diagrama de blocos, respectivamente.



Figura 32: Equipamentos utilizados na recepção



Figura 33: Diagrama de blocos do sistema de recepção

### 4.2.2.1. Antena

Foi utilizada uma antena omnidirecional com ganho de aproximadamente 2dBi, conectada ao analisador por cabo coaxial de baixa perda e LNA. A altura da recepção foi de aproximadamente 1 metro.

## 4.2.2.2. Amplificador de Baixo ruído (LNA)

O LNA (*Low Noise Amplifier*), mostrado na figura 34, utilizado na recepção, é do fabricante *RF Bay* que tem como faixa de frequência 50 MHz a 1 GHz.



Figura 34: LNA-1045

A seguir, reunidas na figura 35,está o resumo com as principais especificações elétricas do LNA.

Parameter	Unit	Minimum	Typical	Maximum
Frequency Range	MHz	50		1000
Gain f = 50MHz	dB		45	
f = 500MHz	dB		45	
f = 1000MHz	dB		44	
P <sub>1dB</sub>	dBm		+22	
IP3	dBm		+32	
Noise Figure	dB		2.1	
Reverse Isolation	dB		-50	
VSWR Input VSWR			1.8:1	
Output VSWR			1.5:1	
DC Power Supply	V	10	12	15
Supply Current	mA		140	

### Figura 35: Especificações LNA

As curvas típicas de desempenho do LNA, são apresentadas na figura 36. Importante notar que, na faixa de 700 MHz, o ganho foi de aproximadamente 45 dB.



Figura 36: Curvas de desempenho do LNA

# 4.2.2.3. Analisador de Sinal

Os sinais foram coletados no Analisador Vetorial da Anritsu, modelo MS 2962A, visto na figura 37.



Figura 37: Equipamento MS 2962 A utilizado na recepção

Nº de amostras capturadas	50000 amostras		
Amostras utilizadas	8000 amostras		
Frequência de Amostragem	50 M amostras/s		
Tempo de captura de dados	1 ms		
N° de símbolos OFDM utilizados	1 símbolo		
Tempo do símbolo OFDM	43,52 μs		
Nº de amostras do Prefixo Cíclico	128 amostras		
Nº de amostras do símbolo OFDM	2176		
+ Prefixo Cíclico	21/6 amostras		

Tabela 7: Parâmetros utilizados no Analisador Vetorial MS 2962A

## 4.3. Processamento e Resultados das Medições

## 4.3.1. Avaliação do Cenário das Medições

Os sinais foram Transmitidos no Bloco D do Prédio da Engenharia e recebidos no interior do prédio de Física no campus da UFF, conforme demonstrado nas figuras 38a 44, em diversas rotas e vários andares.



Figura 38: Rotas térreo



Figura 39: Rotas SL\_1 (Andar P)



Figura 40: Rotas SL\_2 (Andar 2P)



Figura 41: Rotas 1° andar



Figura 42: Rotas 2° andar



Figura 43: Rotas 3° andar



Figura 44: Rotas 4° andar

Durante as medições, procurou-se sempre iniciar as medidas do local mais afastado da antena de transmissão e caminhando com os equipamentos de recepção, em um carro apropriado, na direção da antena de transmissão. Observa-se que as figuras que demonstram a Transmissão e a Recepção não estão em escala.

Neste trabalho, como as medições foram realizadas em ambiente indoor, o principal efeito de desvanecimento de pequena escala será devido aos multipercursos e não será analisado o deslocamento *Doppler*, já que a velocidade de recepção é mínima. Os fatores que atuam neste tipo de desvanecimento são, além da propagação em multipercurso e velocidade do equipamento móvel de recepção também os objetos espalhadores no canal e largura de banda do sinal transmitido.

## 5 Resultados obtidos

## 5.1. Perfis de retardo e parâmetros de dispersão temporal

Foram obtidos perfis de retardo, das rotas das figuras 38 a 44 e calculados os retardos mínimos, médios, máximos e RMS. Foram calculados, também a Banda de Coerência para 50% e 90% de correlação entre as amostras espectrais medidas. A tabela 7 resume estes parâmetros, onde cada linha representa uma rota.

As medições foram realizadas do ponto mais distante ao mais próximo, no sentido do Transmissor. Como as medidas foram feitas em faixa larga, foram obtidas além do perfil de retardo, a potência de recepção relativa a cada perfil.

Para cada rota é representada uma linha na tabela 6. As rotas de cada andar foram apresentados no item 4.3.1 do presente trabalho.

A coluna Distância Antena de TX, representa a distância média da rota ao ponto de TX. A coluna Potência Média, representa a potência média de recepção do sinal faixa larga na rota. A tabela 8 será detalhada no item 6.

Nas figuras 45 e 46 são mostrados a vista superior dos perfis de potência de retardo nas rotas: 2º Andar Setor 1 e 1º Andar setor 2. É possível verificar na figura 46, que o Retardo em RMS é maior que a figura 45, acarretando em uma banda de coerência menor, conforme equação 3.7.

	<b>BW OFDM</b>	(20 MHz)							Fading	Plano para	%06	(banda de	coerencia)					
ência (Mhz) ia	dia	2000	0/06	26,77	33,74	24,20	27,75	26,12	24,60	30,49	32,08	30,52	24,06	29,14	31,68	25,71	32,62	30,65
Banda de Coe	Mé	7003	0/00	77,71	86,37	68,12	76,83	73,21	67,70	79,50	83,07	81,08	71,39	80,46	99,37	70,28	86,20	89,88
erência (MHz)	Padrão	2000	0/06	15,50	18,04	14,39	13,83	12,84	15,63	12,71	17,15	16,44	17,29	16,73	15,79	16,80	16,93	16,05
Banda de Co	Desvio	2007	e/00	23,92	28,49	24,59	20,03	21,67	31,81	17,47	28,54	22,71	36,20	29,79	51,61	26,14	23,09	49,38
(su)		Retardo	RMS	70,70	35,20	83,20	71,32	55,56	56,51	20,37	56,48	41,64	62,30	45,60	50,20	47,40	31,50	80,60
s perfis de retardo de cada rota (i		Retardo	Máximo	108,73	78,00	128,10	99,60	82,70	130,94	29,12	84,30	94,09	100,80	92,50	129,45	87,11	115,54	123,62
		Retardo	Médio	72,90	42,70	75,53	60,00	55,00	58,12	26,65	49,09	44,69	60,88	50,82	53,74	52,50	39,70	74,58
Média do		Retardo	Mínimo	48,23	28,50	33,90	35,70	28,80	29,43	25,51	26,72	26,82	40,65	28,77	23,50	29,51	23,45	28,32
		Potência Média	(dBm)	-64,767	-70,921	-48,993	-53,419	-50,669	-45,66	-33,77	-43,042	-48,023	-62,724	-74,379	-76,655	-64,524	-54,763	-58,081
		Distância	Antena TX (m)	110	115	110	116	115	110	121	110	124	110	116	119	118	124	110
		Cotor		1	2	1	2	1	2	1	2	3	1	2	3	4	5	1
		acher	PIN	1	1	2	2	3	3	4	4	4	٩	٩	٩	٩	٩	2P

Tabela 8: Resultados de Análise dos Perfis de Retardo



Figura 45: Perfis de retardo (2º Andar, Setor 1)



Figura 46: Perfis de retardo (1º Andar, Setor 2)

## 5.2. Nível de sinal na recepção

Para avaliar a influência da vegetação atenuando o sinal propagado, foi utilizada a rota transversal à antena transmissora, iniciando-se a medida do ponto A ao ponto B, como pode ser visualizado na figura 47.



Figura 47: Medição de sinal de RX para análise de potência recebida

Os resultados são apresentados na tabela 9. As medições foram feitas de forma contínua e, por isso, todos os pontos de medição de potência de A até B foram separados em 3 grupos.

Andar Se				Atenuadore	s/Espalhadores	Sinal /	ndoor Recebido	(dBm)
	Setor	Distância Antena TX (m)	Potência Média (dBm)	Esquerdo (A)	Direito (B)	Esquerdo	Percurso Inter.	Direito
			(abiii)	LSQUEIDO (A)	Direito (b)	(20% amostras)	(60% amostras)	(20% amostras)
P	1	110	-62,72	Denso arbóreo	Médio Arbóreo	-66,45	-63,86	-55,78
2P	1	110	-58,08	Denso arbóreo	Árvore + edifícios	-52,52	-61,14	-54,31
1	1	110	-64,77	Denso arbóreo	Médio Arbóreo	-67,27	-65,91	-58,67
2	1	110	-48,99	Denso arbóreo	Pouco Arbóreo	-48,33	-50,32	-46,98
3	2	110	-45,66	Médio Arbóreo	Árvore + edifícios	-42,52	-46,96	-43,75
4	2	110	-43,04	Pouco Arbóreo	Árvore + edifícios	-37,03	-44,55	-44,48

Tabela 9: Resultados de Análise da Potência Recebida
As primeiras 20% das amostras foram consideradas a média das potências recebidas do ponto A e as últimas 20% das potências recebidas no final da medição da rota do ponto B, a média das potências do ponto B.

O restante dos 60% das amostras de potência intermediárias, se considerou na área de edificação e dos elevadores.

As rotas da tabela 9, são somente aquelas que são transversais ao prédio de engenharia, onde foi feita a transmissão e dos andares em que o ponto A e o ponto B, são janelas.

## 6 Análise e Conclusões

Com o objetivo de caracterizar em faixa larga o canal *indoor* na banda de 700 MHz, um sinal OFDM de 20 MHz foi transmitido externamente e medições foram realizadas no ambiente *indoor*, conforme já descrito no item 4.1. Após processamento dos dados colhidos em tais medições, chegou-se a uma Banda de Coerência Média, para 90% de correlação entre as amostras espectrais, acima de 20 MHz, conforme observa-se na tabela 7, concluindo por *fading* praticamente plano no canal sondado.

Devido à medição ocorrer em 700 MHz, observa-se menor distorção e maior alcance do que em uma transmissão em 2,4 GHz e frequências mais altas [19].

Quanto ao Retardo RMS, observa-se que os resultados de todas as rotas e do andares foram típicos de medições *indoor* [10], da ordem de nanossegundos, o que vem comprovar que a metodologia de cálculo utilizada neste trabalho mantém as condições obtidas em outros trabalhos de caracterização de canal radio móvel *indoor*.

A análise qualitativa descrita no item 5.2, teve como intenção avaliar a influência da vegetação e da altura de transmissão na atenuação do sinal propagado e nos multipercursos. Assim, a vista da janela do prédio da física na direção da antena de recepção, apresentado na figura 47, demonstra que nos extremos dos pontos A e B que são as janelas da maioria dos andares, apresentam maior nível de sinal devido às janelas de vidro nestes pontos do prédio da Física. No meio da rota, existe atenuação devido à edificação do prédio em questão e também de 3 elevadores, levando à maior atenuação do sinal recebido nesta região.

Ao se comparar a influência dos atenuadores e espalhadores no sinal recebido, é possível notar que, na teoria, a vegetação deveria atenuar o sinal com mais intensidade, quando comparamos alguns andares, entretanto, como pode-se observar na figura 14, o ponto A está muito mais próximo da antena transmissora do que o Ponto B. Também, devido à frequência ser baixa, a vegetação influenciou tanto na atenuação do sinal recebido quanto nos multipercursos ocasionados por outros espalhadores desta região.

Conforme a medição ocorre em andares superiores, é possível observar melhora nos níveis de recepção de sinal, o que ocorre devido à recepção adentrar uma área de maior intensidade do lóbulo vertical da antena, além do sinal atravessar cada vez mais, menos vegetação, chegando mesmo a alguma visada direta no 4º andar.

Dando continuidade, para futuros trabalhos, sugere-se realizar um comparativo buscando cenários com as mesmas características em que há transmissão *outdoor* e recepção *indoor*, utilizando as frequências de 700 MHz e 2600 MHz; analisar a influência nos perfis de retardo e banda de coerência, considerando a variabilidade da frequência.

Também uma sugestão é analisar em um cenário de interferência em que há convivência da TV com o LTE, seja cenário de interferência co-canal ou canal adjacente na faixa de 700 MHz.

## 7 Referências Bibliográficas

- 1 3GPP; <http://www.3gpp.org/Release-8>; "Overview of 3GPP Release 8 V0.0.9 (2009-12)".
- 2 Link: <u>http://www.telesintese.com.br/claro-inicia-testes-de-internet-45g-em-</u> <u>anapolis/</u>
- 3 GONSIOROSKI, L. H. F. S. Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda 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, Rio de Janeiro, 2013
- 4 Qualcomm Incorporated; "3GPP Long-Term Evolution (LTE)"; Janeiro 2008.
- S. Martin; "Beyond 3G Bringing Networks, Terminals and the Web Together
   LTE, WiMAX, IMS, 4G Devices and the Mobile Web 2.0"; John Wiley & Sons; 2009.
- 6 Ericsson; "LTE an introduction"; White Paper; Junho 2009.
- S. Weistein and P. Ebert, "Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform," IEEE Trans. Commun. Technol., vol. COM-19, Oct. 1971
- L.J. Cimini, Jr., "Analisys and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing," IEEE Trans. Commun., vol. COM-33, Jul. 1985.

- 9 PRASAD, R..OFDM for wireless communication systems, London:Artech House 2004.
- 10 YACOUB, M. D. "Foundations of Mobile radio engineering," Florida: CRC Press Inc., 1993.
- 11 IEEE802.11. IEEE "Standard for Wireless LAN Medium Access Control(MAC) and Physical Layer (PHY) Specification. [S.I.], IEEE Std. 802.11, 1999.
- 12 WECA. Wireless Ethernet Compatibility Alliance.
- RAPPAPORT, T. .S. Comunicação sem Fio: Princípios e Práticas, 2<sup>a</sup> Ed, São
  Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- IEEE 802.16. IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks Part
  16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems. [S.I.], IEEE
  Std. 802.16, 2004
- 15 INTEL. Entenda o Wi-Fi e o WiMAX como Soluções de Acesso Metropolitano.2004. Intel White Paper
- 16 PARSONS, J.D.; DEMERY, D.A.; TURKMANI, A.M.D. "Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review," IEEE Transactions Communications Technology, vol.138, October 1991
- MATOS, L. J. Influência da vegetação na dispersão dos sinais radiomóveis. Rio de Janeiro, 2005. 215p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2005
- 18 BELLO, P. A. Characterization of randomly time-variant linear channels, IEEE Transactions on Antennas Propagation, 1963.

- 19 SILVA, R.M.L. Caracterização de Canal em 3,5 GHz usando Técnicas de Sondagem STDCC e OFDM. Rio de Janeiro, 2012. 125 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2012.
- 20 COX, D.C. "Delay Doppler Characteristics of Multipath Propagation at 910
  MHz in a Suburban Mobile Radio Channel Environment". IEEE Trans.
  Antennas Propagation, vol. 20, September 1972
- 21 Link: <u>http://www.decom.fee.unicamp.br/~baldini/EE881/Cap6.pdf</u>