

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

MARCOS JOSÉ DOS PASSOS SÁ

CARACTERIZAÇÃO DE CANAL RÁDIO MÓVEL EM TÚNEL URBANO NA
FAIXA DE 700 MHZ

SÃO LUÍS - MA

2020

MARCOS JOSÉ DOS PASSOS SÁ

CARACTERIZAÇÃO DE CANAL RÁDIO MÓVEL EM TÚNEL URBANO NA FAIXA
DE 700 MHZ

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

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

SÃO LUÍS - MA

2020

Sá, Marcos José dos Passos.

Caracterização de canal rádio móvel em túnel urbano na faixa de 700 MHz
/ Marcos José dos Passos Sá. – São Luís, 2020.

76 f

Dissertação (Mestrado) – Curso de Engenharia de Computação e Sistemas,
Universidade Estadual do Maranhão, 2020.

Orientador: Prof. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski.

1.Caracterização de canal. 2.Banda larga. 3.Túneis urbanos. 4.OFDM.
I.Título

CDU: 004.738:654.195

DISSERTAÇÃO

CARACTERIZAÇÃO DE CANAL RÁDIO MÓVEL EM TÚNEL URBANO NA FAIXA DE 700 MHZ

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

Aprovado em: 30 de Setembro de 2020

Prof^o. Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva
(Orientador-UEMA)

Prof^o. Rogério Moreira Lima Silva
(UEMA)

Prof^o. Henrique Mariano Costa do Amaral
(UEMA)

Prof^o. Luiz Alencar Reis da Silva Mello
(Examinador Externo - PUC-Rio)

Prof^o. Jairon Viana Batista
(Examinador Convidado)

Amanda Beatriz C. dos Santos

Prof^o. Amanda Beatriz Cunha dos Santos
(Examinador Convidado)

À Deus pela vida, minha família e a todos que
me apoiaram.

AGRADECIMENTOS

A presente dissertação de mestrado não poderia chegar a bom porto sem o precioso apoio de várias pessoas. Em primeiro lugar, não posso deixar de agradecer ao meu orientador, Professor Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva, por toda a paciência, empenho e sentido prático com que sempre me orientou neste trabalho e em todos aqueles que realizei durante os seminários do mestrado. Muito obrigada por ter me corrigido quando necessário sem nunca me desmotivar.

Desejo igualmente agradecer a todos os meus colegas do Mestrado em Engenharia de Computação e Sistemas, especialmente a Jairon Viana Batista, Ana Paula Ferreira, Amanda Beatriz dos Santos, Pedro Brandão e Igor Amorim, cujo apoio e amizade estiveram presentes em todos os momentos.

Agradeço aos professores Rogério Moreira Lima, Henrique Mariano Amaral, Luís Carlos e Carlos Henrique que foram sempre prestativos, me ajudaram a ultrapassar um grande obstáculo.

Agradeço especialmente à minha família, minha esposa Carliane Calvet e as minhas filhas Giovanna e Mariane que em muitos momentos foram os pilares da perseverança e de motivação para conclusão de mais uma etapa profissional.

Por último agradeço ao apoio da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro que concedeu acesso aos seus laboratórios para que fosse possível a realização destas medições e em especial aos professores Dr. Luiz Alencar Reis da Silva Mello e Dr. Pedro Vladimir Gonzalez Castellanos.

RESUMO

SÁ, Marcos José dos Passos. **Caracterização de Canal Rádio Móvel em Túnel Urbano na Faixa de 700 MHz**. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Computação e Sistemas) - Centro de Ciência e Tecnologia, Universidade Estadual do Maranhão, São Luís, 2020.

Atualmente o usuário de comunicações móveis em banda larga tem se acostumado a ter acesso a serviços de forma remota, em todo lugar e a qualquer hora. Com isso só aumenta a cada dia a preocupação das operadoras de comunicações móveis em prover serviços com maiores taxas de transmissão e melhor cobertura em todas as regiões. Uma particularidade das áreas urbanas é a cobertura de túneis veiculares. A caracterização da propagação do sinal em túneis veiculares é necessária para auxiliar os engenheiros de planejamento na otimização da cobertura. O assunto da propagação de ondas eletromagnéticas em túneis com seção transversal circular e retangular tem sido tratado em diversas pesquisas em todo o mundo que analisaram a caracterização dos modos de propagação e cobertura utilizando dados experimentais e modelagem numérica. Existem, no entanto, poucos estudos realizados no Brasil, considerando as faixas de frequências de 700 MHz. Este trabalho apresenta resultados de campanhas de medições no túnel da Grota funda no Rio de Janeiro em frequências de 700 MHz. Os dados foram coletados por uma unidade móvel viajando em baixa velocidade ao longo do túnel. A dependência da perda do caminho com a distância percorrida dentro do túnel e os parâmetros de dispersão do canal foram obtidos. Foi verificado que a perda de propagação no interior do túnel é semelhante a perda no espaço livre, tanto no trecho com visada quanto no trecho sem visada. O Retardo Médio foi da ordem de 113 nanosegundos e o Espalhamento de Retardos RMS da ordem de 60 nanosegundos. AS estatísticas dos valores de Espalhamento de Retardos RMS também foram calculadas e apresentadas.

Palavras-chave: Caracterização de Canal. Banda Larga. Túneis Urbanos. OFDM.

ABSTRACT

SÁ, Marcos José dos Passos. **Characterization of Mobile Radio Channel in Urban Tunnel in the 700 MHz Band**. 2020. Dissertation (Master in Computer and Systems Engineering) - Science and Technology Center, State University of Maranhão, São Luís, 2020.

Currently, users of mobile broadband communications have become accustomed to accessing services remotely, anywhere and anytime. This only increases the concern of mobile operators to provide services with higher transmission rates and better coverage in all regions every day. A particularity of urban areas is the coverage of vehicular tunnels. The characterization of signal propagation in vehicle tunnels is necessary to assist planning engineers in optimizing coverage. The subject of the propagation of electromagnetic waves in tunnels with circular and rectangular cross sections has been addressed in several researches around the world that analyzed the characterization of the modes of propagation and coverage using experimental data and numerical modeling. There are, however, few studies carried out in Brazil, considering the frequency bands of 700 MHz. This work presents results of measurement campaigns in the Grota Funda tunnel in Rio de Janeiro at frequencies of 700 MHz. The data were collected by a mobile unit traveling at low speed along the tunnel. The dependence of the loss of the path with the distance traveled inside the tunnel and the dispersion parameters of the channel were obtained. It was found that the loss of propagation inside the tunnel is similar to the loss in free space, both in the sighted and non-sighted sections. The Average Delay was of the order of 113 nanoseconds and the Scattering of Delays RMS of the order of 60 nanoseconds. The RMS Delay Scattering values statistics were also calculated and presented.

Keywords: Channel characterization. Narrow Band. IEEE 802.11. Vegetation Environments.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Perda de Percurso, desvanecimentos em pequena e larga escalas	18
Figura 2 - Parâmetros que caracterizam o canal radio móvel.....	23
Figura 3 - Resposta ao impulso	24
Figura 4 - Função de Transferência de um sistema variante no Tempo.....	25
Figura 5 - Resposta ao Impulso do Canal Variante no Tempo.....	26
Figura 6 - Diagrama esquematizado entre as funções de sistema com base em transformadas de Fourier.....	29
Figura 7 - Técnicas de Sondagem de Canal	38
Figura 8 - Sondagem no domínio da frequência através do analisador de rede vetorial.	39
Figura 9 - Técnica de sondagem por varredura de retardo de tempo e correlação cruzada.	42
Figura 10 - Técnica de sondagem por convolução de filtro casado	43
Figura 11 - Técnica de sondagem por Multiportadoras Melhorada	46
Figura 12 - Dimensões geométricas da abertura do túnel	47
Figura 13 - Visão aérea do túnel – Google Maps	48
Figura 14 - Visão Frontal da abertura do túnel.....	48
Figura 15 - Estrutura do Setup de Transmissão.....	50
Figura 16 - Estrutura do Setup de Recepção	50
Figura 12 - Símbolo OFDM de 20 MHz	52
Figura 13 - Visão Superior do Túnel com as Distâncias em LOS e NLOS com o Tx	56
Figura 14 - Comparação da Perda de Propagação no Interior do Túnel com o Modelo de Espaço Livre	56
Figura 15 - Reta de Ajuste de Perda com a Distância em 700 MHz dentro do Túnel considerando todos os Pontos de Medição	57
Figura 16 - Reta de Ajuste de Perda com a Distância em 700 MHZ nos primeiros 610 metros	57
Figura 17 - Reta de Ajuste de Perda com a Distância em 700 MHZ nos últimos 502 metros do túnel	57
Figura 18 - Curvas de PDF e CDF para a Análise em Pequena Escala para 700MHz – Trecho 1 (LOS)	58
Figura 19 - Curvas de PDF e CDF para a Análise em Pequena Escala para 700MHz – Trecho 2 (NLOS)	59
Figura 20 - Interface do Software de Pós-Processamento em MATLAB dos Dados Medidos	61

Figura 21 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 1	62
Figura 22 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 2.....	63
Figura 23 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 3.....	63
Figura 24 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 4.....	63
Figura 25 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 1	64
Figura 26 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 2	64
Figura 27 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 3	64
Figura 28 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 4	65
Figura 29 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 3	66
Figura 30 - Comparação da Perda de Percurso.....	66
Figura 31 - Comparação dos resultados dos parâmetros de dispersão temporal	67
Figura 32 - Comparação dos resultados das estatísticas do número de componentes de multipercurso que alcança o receptor	67

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Expoente de perda de percurso para diferentes ambientes.....	20
Tabela 2 - Medições realizadas	49
Tabela 3 - Medições realizadas	50
Tabela 4 - Descrição das principais distribuições de probabilidade ⁽²²⁾	54
Tabela 5 - Medições realizadas	57
Tabela 6 - Informações estatísticas de Pequena Escala para 700 MHz.....	59
Tabela 7 - Perfis de Potência de Retardos obtidos em cada rota.....	61
Tabela 8 - Resultados de Parâmetros de Dispersão Temporal	62

LISTA DE ABREVIATURAS

ANATEL	<i>Agência brasileira de normas técnicas</i>
AT	<i>Access Point</i>
BIT	<i>Binary Digit</i>
BSS	<i>Basic Service Set</i>
CW	<i>Continuous Wave</i>
COST	<i>Cooperation in the field of Scientific and Technical research</i>
DB	<i>Decibel</i>
DSSS	<i>Direct Sequence Spread Spectrum</i>
ERB	<i>Estação Rádio Base</i>
FCC	<i>Federal Communications Commission</i>
FHSS	<i>Frequency Hopping Spread Spectrum</i>
GPS	<i>Global Positioning System</i>
IEEE	<i>Institute of electrical and electronics engineers</i>
ISM	<i>Industrial Scientific and Medical</i>
ITU-R	<i>International Telecommunication Union - Recommendation</i>
LNA	<i>Low Noise Amplifier</i>
LOS	<i>Line of Sight</i>
MATLAB	<i>Matrix laboratory</i>
MLE	<i>Maximum-Likelihood Estimation</i>
NLOS	<i>Non Line of Sight</i>
OFDM	<i>Orthogonal Frequency–Division Multiplexing</i>
PDF	<i>Probability Density Function</i>
RMS	<i>Root Medium Square</i>
SUI	<i>Stanford University Interim</i>
SSID	<i>Service Set Identifier</i>
STA	<i>Station</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
WECA	<i>Wireless Ethernet Compatibility Alliance</i>
WI-FI	<i>Wireless Fidelity</i>
WIMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	OBJETIVOS.....	15
1.1.1	Geral	15
1.1.2	Específicos	16
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	16
2	O CANAL DE RÁDIO PROPAGAÇÃO MÓVEL	17
2.1	PERDA DE PERCURSO (<i>PATH LOSS</i>)	18
2.2	DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA.....	20
2.3	DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA.....	21
3	CARACTERIZAÇÃO EM BANDA LARGA	23
3.1	VARIÂNCIA NO TEMPO	25
3.2	ALEATORIEDADE E TRATAMENTO ESTOCÁSTICO	30
3.2.1	Perfil de Potência de Retardos	36
4	TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL EM BANDA LARGA.....	38
4.1	TÉCNICA DE SONDAGEM NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA	39
4.2	TÉCNICA DE SONDAGEM NO DOMÍNIO DO TEMPO.....	39
4.2.1	Sondagem por pulsos periódicos	40
4.2.2	Sondagem por compressão de pulsos	40
4.2.3	Varredura de retardo de tempo e correlação cruzada	41
4.2.4	Convolução por Filtro casado	42
4.3	TÉCNICA DE SONDAGEM DE MULTIPORTADORA MELHORADA ⁽²⁴⁾	44
5	AMBIENTE E CAMPANHAS DE MEDIÇÃO	47
5.1	AMBIENTE DE MEDIÇÃO	47
5.2	CAMPANHA DE MEDIÇÕES	48
5.2.1	Medições em Banda Estreita	50

5.2.2	Medições em Banda Larga	51
6	ANÁLISE DOS DADOS E RESULTADOS	53
6.1	CARACTERIZAÇÃO BANDA ESTREITA	54
6.1.1	Análise da Perda de Percurso.....	55
6.1.2	Variabilidade em Pequena Escala.....	58
6.2	CARACTERIZAÇÃO BANDA LARGA.....	60
6.2.1	Análise dos Parâmetros de Dispersão Temporal.....	61
6.2.2	Análise do Número de Componentes de Multipercursos.....	63
6.3	COMPARAÇÃO ENTRE O TÚNEL DA LINHA AMARELA E O TÚNEL DA GROTA FUNDA	65
7	CONCLUSÕES	68
7.1	SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS.....	69
	REFERÊNCIAS	70
	ANEXO A - Datasheets de Equipamentos	75

1 INTRODUÇÃO

A comunicação sempre foi uma ferramenta indispensável, para o homem. Comunicar é viver! E, é por isso, que a humanidade tem buscado incansavelmente ao longo das eras melhorar e facilitar sua forma de se comunicar com seus semelhantes.

Fazendo um recorte cirúrgico na história das telecomunicações, a invenção do telégrafo (1844) e do telefone (1875 a 1877) foram os primeiros passos dados em uma revolução sem precedentes na era das telecomunicações, principalmente o telefone, onde tornou possível a conversa com alguém a quilômetros de distância. Mas a descoberta das ondas de rádio por James Maxwell em 1865 e demonstrada experimentalmente sua existência pelo físico Heinrich Hertz em 1888, abriu um novo leque de possibilidades, o de se comunicar por meio das ondas eletromagnéticas, as ondas de rádio. Foi com esse ímpeto que, pelos os registros oficiais, o cientista italiano Marchese Guglielmo Marconi em 1895 fez a primeira transmissão wireless a uma distância de 2,5 km entre transmissor e receptor ⁽¹⁾, no entanto, nunca é demais ressaltar que em 1893 aqui no Brasil, o padre gaúcho Roberto Landell de Moura fez a façanha de transmitir uma mensagem de voz por meio de ondas de rádios, na Avenida Paulista, a qual foi ouvida claramente a uma distância de 8 km ⁽²⁾, por tanto, dois anos antes de Marconi.

Os primeiros sistemas de telefonia móvel (1G - Primeira Geração) surgiram entre 1970 a 1980 visando inicialmente apenas a comunicação de voz. No entanto, nas décadas seguintes houve uma evolução natural (2G, 3G, 4G) buscando sempre acompanhar as necessidades do usuário e as novas demandas tecnológicas com seus respectivos requisitos que caracterizam bem os serviços e aplicações oferecidas. Atualmente, muitos engenheiros, empresas e organizações vêm imprimindo esforços científicos e tecnológicos visando aperfeiçoar e implantar a quinta geração de comunicações móveis (5G) em todo o mundo.

A 5G trará benefícios que vão muito além de altas taxas de dados, baixa latência e maior capacidade. A nova geração de comunicações móveis permitirá um enorme ecossistema para a Internet das Coisas (IoT) e para a comunicação máquina a máquina (M2M) que transformará o dia a dia das pessoas, empresas e indústria, abrindo um novo mundo de desafios e oportunidades. Para este fim, a União Internacional de Telecomunicações (UIT) determinou que 5G terá que atender a três nichos de serviços: Banda Larga Móvel Melhorada (eMBB, do inglês *enhanced Mobile Broadband*), Comunicações massivas do Tipo de Máquina (mMTC, do inglês *massive Machine Type Communications*) e Comunicações Ultra-confiáveis e de Baixa Latência (URLLC, do inglês *Ultra-Reliable and Low Latency Communications*) ⁽³⁾. O eMBB está focado em maiores taxas de dados, oferecendo serviços diferenciados aos usuários. O

URLLC permitirá novos aplicativos que dependem de baixa latência, como comunicações V2V. Além disso, o mMTC abrirá caminho para aplicativos de cidades inteligentes, internet das coisas em suas mais diversas aplicações.

Para atender a diferentes cenários e requisitos, várias faixas de frequência de operação são planejadas em ondas abaixo de 6 GHz e milimétricas (mmWaves). As bandas abaixo de 6 GHz são mais recomendadas na fase inicial de implantação de sistemas 5G ⁽⁴⁾. Em 2019, a Agência Nacional de Telecomunicações (ANATEL) decidiu que o 5G operará inicialmente no Brasil nas faixas entre 2300-2400 MHz (n40) e 3300-3800 MHz (n78) e também utilizar as sobras do espectro de 700 MHz para algumas aplicações específicas. Essas bandas de frequência fornecem um equilíbrio ideal entre ampla cobertura de área e alta capacidade.

Neste cenário o conhecimento das características de dispersão do canal de comunicação móvel devido à propagação do multipercurso é essencial para o projeto e planejamento de redes celulares sem fio e muitas pesquisas têm sido realizadas nos últimos anos sobre frequências candidatas ao uso de 5G em todo o mundo, principalmente em ondas milimétricas ⁽⁵⁾. Outros estudos foram realizados na banda sub-6 GHz, em ⁽⁶⁾ os autores investigam a perda de caminho e a propagação do atraso RMS nas bandas de 460 MHz e 3,5 GHz, em ⁽⁷⁾ é proposto um modelo de canal de rádio de banda estreita para cenários rurais para aplicação 5G-IoT em redes de sensores sem fio dedicadas à agricultura inteligente na banda de 2,4 GHz.

Para desenvolver um projeto de um sistema móvel de 5G é fundamental que medidas de propagação sejam realizadas a fim de que os níveis do sinal recebido sejam estimados em todo ambiente onde o sinal será propagado. Tal previsão abrange a estimativa do valor médio e da variância em torno da média e, para isso, é necessário modelar matematicamente o comportamento do sinal e os níveis de potência do sinal recebido em função da frequência utilizada, distância e outras variáveis que dependem especificamente do ambiente em estudo. Por conseguinte, para que haja a realização de projetos com mais eficiência para os sistemas de comunicações móveis é extremamente importante o conhecimento das características do canal de rádio propagação. Para tal, também há necessidade do conhecimento das sondagens do canal, tanto em banda estreita quanto em banda larga, para que sejam determinados parâmetros estatísticos que descrevem o comportamento do sinal ao atravessar o canal de estudo.

Em conjunto, estas análises descrevem completamente as características do canal de propagação rádio, possibilitando a obtenção de informações fundamentais para o projeto, otimização e planejamento dos sistemas rádio moveis, tais como: máxima taxa de transmissão de dados permitida, localização ótima para a instalação de antenas, separação mínima de

frequências ou de tempo para efeito de diversidade em frequência ou no tempo, respectivamente, limiar de ruído dos sistemas digitais, dentre outros.

Para sistemas móveis operando em áreas urbanas, a caracterização da propagação do sinal em túneis urbanos é necessária para auxiliar os engenheiros de planejamento na otimização da cobertura. O assunto da propagação de ondas eletromagnéticas em túneis tem sido tratado por diversos estudos teóricos e experimentais que analisaram a propagação de sinais de rádio VHF e UHF em túneis ^{(8) (9) (10) (11) (12)} que analisaram a caracterização dos modos de propagação e cobertura utilizando dados experimentais e modelagem numérica. Muitos deles foram realizados para pequenas distâncias e em frequências alocadas para sistemas públicos de comunicação sem fio, como GSM, UMTS, WiFi, LTE e WiMAX, preocupados sempre apenas com o aspecto de cobertura. Em ambientes indoor de túneis rodoviários, alguns pesquisadores ^{(13) (14) (15)} apresentaram resultados que mostram que a atenuação do sinal em campo distante é geralmente menor do que no espaço livre. Os modelos de canais que descrevem esses fenômenos são divididos em modelos de canais determinísticos e empíricos. Os modelos de canais determinísticos incluem modelos de guia de ondas ⁽¹³⁾ modelos baseados na abordagem de traçado de raios ⁽⁵⁾ e modelos baseados em métodos numéricos para resolver equações de Maxwell para ambiente de túnel. Existem, no entanto, poucos modelos empíricos baseados em resultados de medição em banda estreita e banda larga considerando a faixa de frequências de 700 MHz.

Este trabalho se propõe a estudar o comportamento do canal outdoor na propagação do sinal na faixa de 700 MHz, incluindo estatísticas de dispersão temporal do canal a partir das medições realizadas em dentro de um túnel urbano. Enquanto a caracterização da perda de propagação foi realizada com a sondagem utilizando uma onda CW (*Continuous Wave*), a caracterização de banda larga foi realizada através do processamento dos dados obtidos com uma sondagem de multiportadoras otimizada utilizando um sinal OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) de 20 MHz.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Geral

Esse trabalho pretende investigar o comportamento das ondas eletromagnéticas propagadas em ambientes dentro do túnel urbano da Grata Funda na cidade do Rio de Janeiro e estimar os parâmetros de dispersão temporal do canal de rádio propagação na faixa de

frequência de 700, apresentar as estatísticas relacionadas ao espalhamento de retardos RMS e as quantidades e amplitudes dos multipercursos que alcançam o receptor e comparar com resultados apresentados no Túnel da Linha Amarela e publicados em 2015.

1.1.2 Específicos

- a) Montagem de setups de transmissão e recepção experimentais para realizar medidas de banda larga com a transmissão de um sinal OFDM, no interior do Túnel da Grotta Funda, na faixa de 700 MHz;
- b) Montar base de dados das medidas nas duas faixas de frequência que permitam relacionar a posição geográfica com o nível médio do sinal recebido e avaliar a atenuação com a distância em função dos mecanismos de propagação presentes;
- c) Utilizar ferramenta computacional MATLAB® para aquisição de dados durante as campanhas de medição e pós processamento dos dados medidos, para geração de estatísticas relacionadas aos parâmetros de dispersão temporal que permitam examinar a características do canal rádio propagação móvel em banda larga.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado da seguinte maneira: O Capítulo 2 apresenta a fundamentação teórica relacionada a caracterização de canal rádio móvel. O Capítulo 3 apresenta os conceitos relacionados a caracterização banda larga e a definição dos principais parâmetros de dispersão temporal do canal, tais como o retardo médio, o espalhamento de retardo RMS e a banda de coerência. O Capítulo 4 apresenta as principais técnicas de sondagens em banda larga utilizadas na literatura e explica em detalhes a técnica multiportadoras otimizada utilizada neste trabalho. No Capítulo 5 apresenta em detalhes os ambientes de medição, a estrutura e configurações dos setups de medição e os procedimentos adotados no planejamento das duas campanhas de medição. O capítulo 6 traz os resultados, comparações com outros trabalhos e respectivas análises. Por fim, o Capítulo 8 apresenta as conclusões e as sugestões de trabalhos futuros.

2 O CANAL DE RÁDIO PROPAGAÇÃO MÓVEL

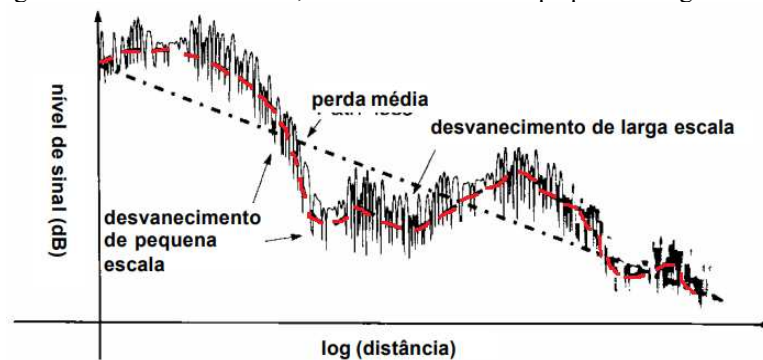
O canal rádio móvel é dos meios mais hostis para transmissão de uma informação de um ponto ao outro. Pois não basta só transmitir o sinal eletromagnético, ele precisa chegar ao receptor com potência suficiente para ser recepcionado e decodificado de forma inteligível. Algumas características do Canal Rádio Móvel que o torna um meio de comunicação de maior complexidade são:

- a) Tudo que está no entorno no transmissor e do receptor, como árvores, carros, pessoas, prédios, água, montanhas, depressões, temperatura, umidade e etc, fazem parte do ambiente do canal e, portanto, irão influenciar na propagação do sinal, espalhando, atenuando, refratando e refletindo o sinal transmitido fazendo com que ele chegue ao receptor com dispersão no tempo e na frequência;
- b) A frequência em que o sinal é propagado no canal também vai impactar no desempenho do sistema;
- c) A velocidade de movimentação dos objetos (pessoas, animais, carros, aviões) que compõem o canal também tem influência profunda no sinal, o que, deve-se levar em conta quando da elaboração do projeto de Canal Rádio Móvel.

Algumas métricas que estão relacionadas com desempenho do sistema rádio móvel são: largura de banda, latência, taxa de erro de bits (BER, do inglês *Bit Error Rate*), relação sinal ruído (SNR, do inglês *Signal-Noise Rate*), *throughput* e atenuação do sinal. Portanto, a importância de se caracterizar canal rádio está intrinsecamente ligado ao planejamento de redes de comunicações móveis, garantindo assim, que os transmissores e receptores possam trabalhar com uma melhor cobertura possível e entregando serviço de qualidade.

O sinal que é recebido no receptor móvel é composto de três variações de potência conforme ele se distancia do transmissor. Estas três variações são a perda de percurso ou atenuação com a distância (*Path Loss*), o desvanecimento em larga escala e o desvanecimento em pequena escala. Em condições normais de operação de uma dada tecnologia de comunicação móvel, o receptor se distancia e se aproxima do transmissor de maneira aleatória e neste caso não conseguiríamos distinguir esses três efeitos. No entanto, se coletarmos de forma estruturada e instantânea a variação da potência do sinal de forma a apresentá-la em função do logaritmo da distância entre o transmissor e o receptor, verificaremos a existência dos três efeitos mencionados acima, conforme pode ser observado na Figura 1 apresentada a seguir.

Figura 1 - Perda de Percurso, desvanecimentos em pequena e larga escalas



Fonte: Adaptado (16)

A classificação do desvanecimento está relacionada com o comportamento do sinal a partir da sua frequência. O desvanecimento pode ser classificado em seletivo e não-seletivo, no desvanecimento seletivo esse fenômeno acontecer somente em algumas frequências ou faixas de frequência que forma o sinal de RF. Já o desvanecimento não-seletivo acontecer quando toda a faixa de frequência é ocupada pelo sinal de RF. Temos a classificação do desvanecimento em relação a variação do sinal recebido durante o tempo de transmissão, que são classificados em larga escala e em pequena escala.

Conhecendo as estatísticas do desvanecimento em pequena e em larga escala do sinal propagado num certo ambiente, é possível implementar e desenvolver medidas adequadas para que a operação possa ocorrer dentro dos requisitos especificados em projeto, dentro da configuração mais adaptada ao ambiente.

2.1 PERDA DE PERCURSO (*PATH LOSS*)

A perda de percurso (*Path Loss*) se caracteriza pela atenuação que o sinal passa devido a distância entre o transmissor e receptor, o fato da difração e refração que acontecer por causa das obstruções existente na trajetória do sinal.

Em um ambiente rádio móvel, conforme a onda eletromagnética se afasta da antena transmissora, diminui a densidade de potência ou nível de sinal recebido, ou seja, a atenuação pode ocorrer mesmo no vácuo, pela abertura ou espalhamento da energia conforme a onda se propaga. Os modelos de predição indicam que a média do sinal recebido decai de forma logarítmica com o aumento da distância, ou seja, a atenuação com a distância se caracteriza por variações na intensidade do sinal em função da distância, calculada pelos modelos de predição de cobertura.

A atenuação com a distância é calculada em relação ao logaritmo da distância entre o transmissor e receptor em torno de centenas a milhares de metros.

A perda de percurso, que representa a atenuação do sinal como uma quantidade positiva, medida em dB, é definida como a diferença (em dB) entre a potência transmitida efetiva e a potência recebida, e pode ou não incluir o efeito dos ganhos da antena ⁽¹⁶⁾. Uma vez incluído os ganhos das antenas, temos a seguinte equação:

$$PL(dB) = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.1)$$

Onde:

P_t : potência transmitida;

P_r : potência recebida;

G_t : ganho da antena transmissora;

G_r : ganho da antena receptora;

d : distância de separação Tx – Rx em metros.

Na equação matemática, uma vez que na perda de percurso se exclui os ganhos das antenas, considera-se antenas como tendo um ganho unitário, tendo como modelagem a equação abaixo:

$$PL(dB) = 10 \log \left(\frac{P_t}{P_r} \right) = -10 \log \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.2)$$

A atenuação média ou perda de caminho médio para uma distância qualquer na separação entre o transmissor e receptor (T- R) é mostrada pelas equações 2.3 e 2.4, destacando um expoente de perda de percurso n , conforme a descrição a seguir:

$$PL(d)_{\infty} = \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (2.3)$$

Ou

$$\overline{PL}(dB) = \overline{PL} \log(d_0) + 10_n \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.4)$$

Onde o expoente n representa a taxa com a qual a atenuação aumenta com a distância, d_0 é uma distância de referência ao transmissor (em metros), d é a distância entre transmissor e receptor (em metros) e $PL(d_0)$ é a atenuação de espaço livre.

Quando plotada numa escala logarítmica, a atenuação se aproxima de uma reta com ângulo de inclinação de $10n$ dB. O valor de n depende do cenário de propagação e possui valores típicos entre 2 e 5 ⁽¹⁶⁾, sendo igual a 2 quando a atenuação é no espaço livre e próximo a 5 em regiões densamente urbanizadas. Na Tabela 1 segue os valores comuns do fator de atenuação para os diferentes tipos de ambiente.

Tabela 1 - Expoente de perda de percurso para diferentes ambientes.

Ambiente	Expoente da perda de percurso (n)
Espaço livre	2
Áreas urbanas	2,7 a 3,5
Áreas urbanas com sombreamento	3 a 5
Dentro de construções em linha de visada (LOS)	1,6 a 1,8
Dentro de construções com obstrução (NLOS)	4 a 6

Fonte: Extraído ⁽¹⁷⁾

2.2 DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA

O desvanecimento é uma distorção que ocorre no sinal transmitido além da distorção já esperada devido à perda de percurso. É causado por variações do ambiente e dependente da relação entre os parâmetros do sinal transmitido (largura de banda e tempo de duração de Bit) e os parâmetros do canal de comunicação (comportamentos diferentes num mesmo tipo de ambiente) ⁽¹⁸⁾.

O desvanecimento em larga escala relaciona-se com a atenuação média do sinal com o aumento da distância entre transmissor e receptor, causado por obstáculos (naturais ou não), tais como elevações do terreno, construções, vegetação, entre outros, que se encontram no trajeto entre o transmissor e o receptor. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por sombreamento, pois relaciona-se com as obstruções naturais (relevo e vegetação) e construções, como casas e edifícios, que fazem com que o receptor fique em uma região de sombra eletromagnética (ou de nível de sinal bastante reduzido) quando há obstrução ^{(19) (20)}.

Quando é obstruído, o sinal chega ao receptor basicamente através de difração e espalhamento, e a amplitude do sinal assim recebido segue uma função de distribuição de

probabilidade Lognormal que corresponde a uma distribuição Gaussiana ou normal para o nível do sinal em dB ⁽²⁰⁾. A função de densidade probabilidade Lognormal é expressa por:

$$f_y(y_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}} e^{-\frac{(y_{dB}-\mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}} \quad (2.6)$$

Onde:

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

y_{dB} = Variável aleatória representando as variações do nível da potência recebida;

μ_{dB} = Média e y expresso em decibéis;

σ_{dB} = Desvio padrão também expresso em decibéis.

Vale ressaltar que, por causa desses obstáculos, o desvanecimento de potência média do sinal ao longo do percurso ocorre uma vez que haja um longo deslocamento do receptor e essa condição de sombreamento bloqueie parcial ou completamente a linha de visão entre Tx e Rx. Logo, pode-se afirmar que o tempo de sombreamento está em função do tempo que o receptor leva para contornar o obstáculo referido ⁽¹⁶⁾.

2.3 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA

Denomina-se desvanecimento em pequena escala aquele causado pelo comportamento dos componentes do sinal que chegam ao receptor, tais como espalhamento local do sinal em árvores, carros, pessoas, entre outros fatores. Em distâncias curtas, cerca de centímetros ou metros e, num curto intervalo de tempo, as diversas réplicas do sinal espalhado percorrem múltiplos percursos, logo tal comportamento é originado pela multiplicidade dos caminhos percorridos (efeito de multipercurso) atingindo a antena receptora com brusca mudança de amplitudes e fases e em retardos de tempos diferentes, causando efeitos construtivos e destrutivos na envoltória do sinal recebido. Lembra-se que, o termo “escala” tanto para pequena quanto para grande escala, refere-se inicialmente a distancias.

O desvanecimento em pequena escala, também denominado de desvanecimento rápido, devido ocorrer em intervalo de tempo muito curtos, possui comportamento aleatório que pode ser caracterizado por uma distribuição de Rayleigh quando não há visada entre transmissor e receptor. Entretanto, esse comportamento estatístico do desvanecimento em pequena escala é bem representado por uma distribuição de rice, quando há linha de visada entre transmissor e receptor ⁽¹⁹⁾.

Com base ⁽²¹⁾ é possível obter as equações de Rayleigh e Rice respectivamente:

A Equação de Rayleigh

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.7)$$

A Equação de Rice

$$p_r(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + r_s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rr_s}{\sigma^2}\right) \quad (2.8)$$

Onde:

$I_0(.)$ = Função de Bessel modificada de ordem zero;

r_s = Parâmetro relativo à amplitude da componente dominante;

σ = Desvio padrão das componentes do sinal.

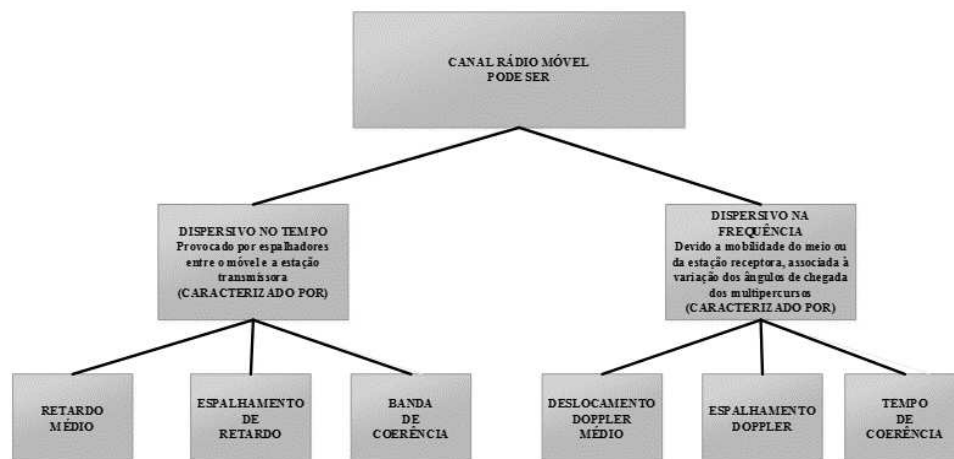
De acordo com ⁽¹⁶⁾, os principais fatores que contribuem de forma significativa para a ocorrência da atenuação em pequena escala além da propagação de multipercurso, são: velocidade da estação móvel, velocidade dos objetos ao redor do receptor e a largura de banda de transmissão do sinal.

Ao se conhecer o comportamento do canal por suas distribuições e características, tanto na tendência natural de queda do nível da potência do sinal com a distância variando conforme o ambiente, quanto nos desvanecimentos em pequena e larga escala, apresenta-se de maneira simples e estruturada as variações ocorridas no sinal em um canal rádio móvel.

3 CARACTERIZAÇÃO EM BANDA LARGA

O canal radio móvel é classificado como um sistema variante no tempo, sendo dispersivo tanto no tempo quanto na frequência e por essa razão é tratado como um processo estocástico para que suas características sejam melhor conhecidas. Diversas técnicas de modelagem vêm sendo utilizadas juntamente com aprimoramento em novas pesquisas. O conhecimento prévio das estatísticas do comportamento do sinal propagado num canal rádio móvel é de fundamental importância para dimensionar corretamente os serviços de comunicação sem fio existentes ⁽²²⁾.

Figura 2 - Parâmetros que caracterizam o canal radio móvel



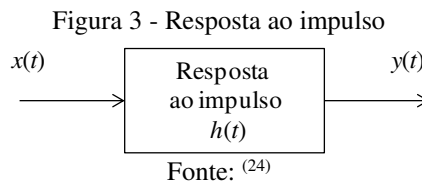
Fonte: Adaptado ⁽²³⁾

A caracterização do canal pode ser realizada em banda estreita e em banda larga, sendo que, em banda estreita, busca-se, através das estatísticas, prover uma maneira de estimar como ocorrerá o desvanecimento e atenuação do sinal, como será a perda de percurso em função da distância ao longo do caminho entre o transmissor e o receptor. Geralmente calcula-se perda média de percurso e a variação da mesma. Na caracterização em banda larga, busca-se a extração de características de forma a obter a resposta ao impulso do canal variante no tempo, sendo possível então, obter parâmetros de dispersão temporal e espectral do sinal propagado. Permite também a escolha mais eficiente de técnicas de modulação, codificação e processamento de sinal.

Através da sondagem em banda larga obtém-se a resposta ao impulso do canal e a partir dela obtém-se o Perfil de Potência de Retardos do canal, que por sua vez, fornece os parâmetros estatísticos importantes como espalhamento de retardo RMS e retardo médio.

Apesar do canal rádio móvel real ser variante no tempo e aleatório, para uma modelagem do canal, considera-se inicialmente o canal como sendo um sistema linear, invariante no tempo, para que seja possível dar a ele inicialmente um tratamento determinístico cuja análise será feita a seguir.

No domínio do tempo, um sistema quando linear é dito em termos de sua resposta ao impulso representada por $h(t)$. A mesma é uma caracterização banda larga do canal na qual contém informações necessárias para simular ou analisar qualquer tipo de transmissão radio através do canal ⁽¹⁹⁾. Prosseguindo, quando o sistema é invariante no tempo sua resposta ao impulso será ela mesma, não tendo significância o momento da aplicação da entrada do sistema o impulso unitário. A base da análise no domínio do tempo de sistemas lineares invariantes no tempo é dada pela figura abaixo:



Onde o sistema recebe diversas entradas as transformando e gerando saídas diferente.

Quando houver no sistema alguma excitação arbitrária $x(t)$ na entrada, sua resposta $y(t)$, na saída, será dada pela integral de convolução mostrada a seguir:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau \quad (3.1)$$

Logo, a saída $y(t)$ de um sistema será o sinal recebido e, na entrada $x(t)$, o sinal transmitido, fica perfeitamente determinado pela sua resposta ao impulso $h(t)$.

Considerando os dois domínios (tempo e frequência), o canal pode ser definido por quatro funções do sistema, chamadas de funções de Bello, obtidas por meio de transformadas de Fourier em ambos ⁽²⁵⁾. No domínio do tempo, torna-se possível a dedução de duas funções convoluídas a partir da teoria de Fourier, transformando-as em uma simples multiplicação no domínio da frequência onde a saída determinística do canal linear e invariante no tempo é representada através da seguinte equação:

$$Y(f) = H(f) * (f) \quad (3.2)$$

Onde $X(f)$ é a transformada de Fourier do sinal de entrada $x(t)$ e $H(f)$ a chamada função de transferência do sistema linear e invariante no tempo. Matematicamente a função de transferência citada é descrita pela transformada de Fourier da resposta ao impulso:

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (3.3)$$

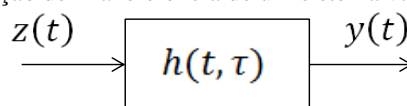
3.1 VARIÂNCIA NO TEMPO

Como já mencionado, um canal real é fundamentalmente variante no tempo, permitindo que um pulso unitário seja aplicado logo na entrada do sistema pois a resposta ao impulso também dependerá do instante τ . Considerando, um sistema variante no tempo, a envoltória complexa da resposta ao impulso designada $h(t, \tau)$, ou “espalhamento de retardo de entrada”, onde t é o instante de tempo no qual a resposta do sistema é medida devido a uma excitação aplicada há τ segundos. Tal representação agrega contribuições recebidas dos diversos espalhadores contribuindo com diferentes percursos, através da variável de retardo τ . E o termo $(t - \tau)$ é a representação da diferença do instante no qual o impulso unitário foi aplicado. Importante ressaltar que nos sistemas causais fisicamente realizáveis, τ deve ser maior que zero sendo considerada a variável de atraso.

O canal rádio móvel pode ser inicialmente tratado como um sistema linear deterministicamente variável no tempo, onde a função do sistema é dada pela resposta ao impulso ⁽¹⁷⁾. Em seguida, o canal pode ser tratado como um sistema aleatoriamente variável no tempo, onde as funções de transferência do sistema se comportam como processos aleatórios caracterizados por funções de correlação. Ao se considerar o canal estacionário no sentido amplo no domínio do tempo e com espalhamento descorrelacionado no domínio de retardo, ou seja, canal WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatering*), as funções de correlação podem ser simplificadas.

A Figura 4 abaixo mostra o canal rádio móvel como sendo um sistema variante no tempo. Vale destacar que o canal pode ser citado como um sistema. Os termos sistema e canal poderão ser utilizados, no corpo do texto, de forma indistinta.

Figura 4 - Função de Transferência de um sistema variante no Tempo



Fonte: ⁽²⁴⁾

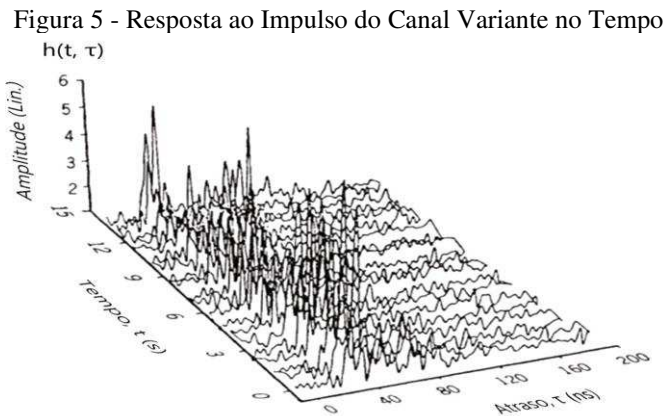
Onde $z(t)$ é a envoltória complexa do sinal $x(t)$ e f_0 a frequência da portadora. O conceito de envoltória complexa está detalhado em ⁽²¹⁾.

$$x(t) = \text{Re}[z(t)e^{-j2\pi f_0 t}] \quad (3.4)$$

A resposta determinística no domínio do tempo do sistema linear variante no tempo, desse modo, é definida pela seguinte integral de convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (3.5)$$

Onde a envoltória complexa de saída é representada por $y(t)$ e a envoltória complexa da resposta ao impulso variante no tempo do sistema linear é $h(t, \tau)$.



Fonte: Adaptação ⁽¹⁹⁾

Para se obter a resposta ao impulso do canal variante no tempo, assume-se a transmissão de um sinal real genérico, $s(t)$, em banda passante, podendo ser expresso em função de seu envelope complexo onde se vê a frequência da portadora ⁽²⁶⁾.

Considera-se que $h(t, \tau)$ também pode ser um contínuo conjunto de percursos de sinais com diferenças de tempo muito pequenas entre eles. Ressalta-se que um canal caracterizado por esta função pode ser tanto seletivo no tempo como em frequência ⁽²⁴⁾. Os canais seletivos em frequência são aqueles em que, num ambiente multipercurso, o espalhamento temporal causa alteração de amplitude nas várias componentes do espectro do sinal transmitido em determinadas faixas de frequências específicas. Numa situação inversa, o canal é dito plano pois há alteração de amplitude ocorrendo de maneira uniforme nas várias componentes do espectro do sinal transmitido.

Do mesmo modo que nos sistemas invariantes no tempo, a função de transferência é dada pela transformada de Fourier da resposta ao impulso, assim também acontece sistema linear variante no tempo, no entanto, nesse caso, a transformada de Fourier será feita em relação a variável de atraso τ .

Sendo $h(t, \tau)$, a envoltória complexa da resposta ao impulso de um sistema variante no tempo, tem-se que:

$$H(t, f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (3.6)$$

A função $H(t, f)$ é a função de transferência variante no tempo que estabelece a resposta em frequência de um sistema variante no tempo.

$$Y(f) = T(t, f) \cdot Z(f) \quad (3.7)$$

$$H(t, f) = \frac{Y(f)}{Z(f)} \quad (3.8)$$

Através das expressões citadas acima pode-se concluir que, o resultado, ou seja, a saída $y(t)$ da envoltória complexa de entrada $z(t)$ para um canal variante no tempo, pode ser definida por:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f) \cdot H(t, f) e^{-j2\pi f t} df \quad (3.9)$$

Sendo que:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} z(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad (3.10)$$

Por meio do conhecimento de $H(t, f)$ do canal realiza-se estatísticas a respeito dos parâmetros de dispersão temporal, sendo a banda de coerência, um dos principais parâmetros, que se refere a separação em frequência para o qual a atenuação de duas amostras do canal

podem ser descorrelacionadas no domínio da frequência, ou seja, é a separação em frequência dentro da qual o canal pode ser considerado plano. ⁽¹⁶⁾

Bem como a resposta ao impulso $h(t, \tau)$ faz a caracterização do canal relacionado aos parâmetros tempo e atraso, o canal também pode ser caracterizado por meio de parâmetros como frequência e deslocamento Doppler através da função de sistema $D(f, \nu)$. A mesma é determinada pela transformada dupla de Fourier de $h(t, \tau)$ em t e τ , representado a seguir por:

$$D(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \right] e^{-j2\pi f t} dt$$

$$D(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} H(t, f) e^{-j2\pi \nu t} dt \quad (3.11)$$

A função de transferência foi chamada por autores conceituados ^{(25) (17)} como função de sistema no domínio da frequência. A representação do espectro de saída é dada como a superposição de réplicas do espectro da envoltória complexa do sinal de entrada $Z(f)$ com diferentes deslocamentos Doppler, conforme representado abaixo:

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{\infty} Z(f - \nu) D(f - \nu, \nu) d\nu \quad (3.12)$$

Autores ^{(25) (17)} ainda nos mostram $S(\tau, \nu)$ como a função de espalhamento atraso-Doppler, descrevendo nitidamente o comportamento dispersivo do canal, seja nos atrasos no tempo (τ) quanto no deslocamento da frequência Doppler (ν). Tal função é representada pela Transformada inversa de Fourier de $D(f, \nu)$ em f ou pela Transformada direta de Fourier de $h(t, \tau)$ em t .

$$S(\nu, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi \nu t} dt \quad (3.13)$$

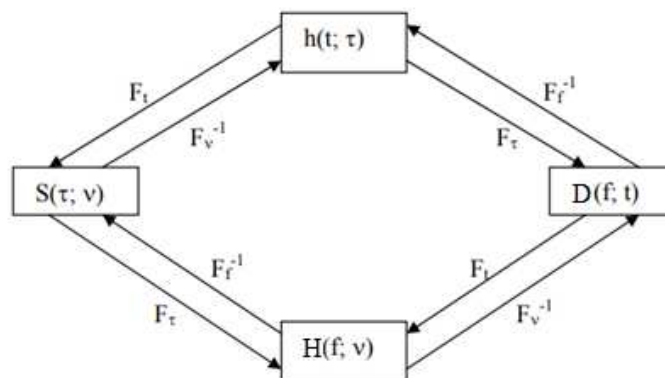
$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} D(f, \nu) e^{j2\pi f \tau} df \quad (3.14)$$

A inversão da ordem de ν e τ na função S das equações acima (3.13) e (3.14) somente expõe, de forma mais didática, os resultados das transformadas direta e inversa de Fourier mencionadas anteriormente.

Para resumir a relação dessas quatro funções acima, foi elaborado ⁽²⁵⁾ um diagrama onde o mesmo é visto em trabalhos diversos sobre a caracterização do canal rádio móvel. O autor, através deste diagrama, procura demonstrar a relação das funções bidimensionais apresentadas até o presente momento, através das transformadas simples de Fourier.

A figura a seguir mostra o relacionamento como uma sequência de pares de transformadas de Fourier, claramente demonstrando o parâmetro analisado em cada transformada seja direta ou inversa. A Figura 6 representa uma equivalência ao diagrama original.

Figura 6 - Diagrama esquematizado entre as funções de sistema com base em transformadas de Fourier



Fonte: Adaptado ⁽²⁷⁾

Na figura acima há a representação da Transformada direta e inversa de Fourier indicando qual parâmetro da função bidimensional foi examinado pela transformada.

Na exposição deste trabalho, as letras h e H respectivamente são as funções *Impulso* e de *Transferência* de sistemas variantes no tempo. Entretanto, a utilização das letras para representação de cada função de sistema varia entre os autores, pois cada qual busca a didática melhor nas apresentações das funções. Nesse caso, foi escolhido h e H , por serem usualmente utilizadas na representação das funções nos sistemas invariantes no tempo. Fazendo uma analogia ao termo “Doppler”, a função de sistema no domínio da frequência foi representada pela letra D tendo em vista o espalhamento Doppler pode ser estimado com base nesta função.

3.2 ALEATORIEDADE E TRATAMENTO ESTOCÁSTICO

A caracterização do canal radio foi analisada através das da definição das variáveis representativas e funções apresentadas até aqui, inerentes à transmissão de sinais banda larga. Todavia, tais funções partiram de uma análise determinística. Um canal radio móvel funciona como um sistema aleatório e, em vista disso, suas funções são processos estocásticos que pede um tratamento estatístico, ou seja, são descritas pelas funções densidade de probabilidade conjunta de todas as funções para que possam ser completamente caracterizadas tornando assim esse tratamento muito complexo além de carecer mais dados do que fornecem as medições práticas.

No entanto, para obtenção das estatísticas de forma mais completa, é possível trabalhar de uma forma mais aproximada utilizando funções de autocorrelação das funções do sistema. Para veracidade, ⁽¹⁷⁾ propõe uma forma prática e aceitável de tratar estatisticamente o canal aleatório variante no tempo a partir das funções de autocorrelação das funções de sistema apresentadas anteriormente.

Segundo a teoria de processos estocásticos, sabe-se que se uma função qualquer é um complexo processo aleatório. Se $R_y(t, s)$ é a função de autocorrelação deste processo definindo o sinal de saída e τ e ξ são retardos vinculados aos instantes de tempo t e s , logo, é descrita por:

$$R_y(t, s) = E[y(t)y^*(s)] \quad (3.15)$$

onde $E[\cdot]$ representa o valor esperado do produto da saída em t e o asterisco (*) indica complexo conjugado da saída num instante s . A relação das funções de autocorrelação é descrita a seguir:

$$R_h(t, s; \tau, \eta) = E[h(t, \tau) \cdot h^*(s, \eta)] \quad (3.16)$$

$$R_H(f, m; t, s) = E[H(f, t) \cdot H^*(m, s)] \quad (3.17)$$

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = E[D(f, \nu) \cdot D^*(m, \mu)] \quad (3.18)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = E[S(\tau, \nu) \cdot h^*(\eta, \mu)] \quad (3.19)$$

As variáveis ν e μ representam deslocamentos Doppler correlacionados as variáveis t e s que representam os instantes de tempo, τ e η representam as variáveis de retardo no tempo, f e m denotam variáveis de frequência associadas aos retardos. Sendo a função determinística

$H(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau$, pela conjugação. Sabendo que $H^*(t, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} h^*(t, \tau) e^{j2\pi f\tau} d\tau$, podemos, portanto, escrever que:

$$H(f, t) \cdot H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \int_{-\infty}^{\infty} h^*(s, \eta) e^{j2\pi m\eta} d\eta \quad (3.20)$$

$$H(f, t) \cdot H^*(m, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) h^*(s, \eta) e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \quad (3.21)$$

Ao aplicar o valor esperado nos dois lados da equação (3.21) tem-se que:

$$E[H^*(f, t) \cdot H(m, s)] = E \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) h^*(s, \eta) e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \right] \quad (3.22)$$

$$E[H^*(f, t) \cdot H(m, s)] = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[h^*(t, \tau) h(s, \eta)] \cdot e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \quad (3.23)$$

Ao Substituir as equações (3.16) e (3.17) na equação (3.21), temos que:

$$R_H(f, m; t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi(f\tau - m\eta)} d\tau d\eta \quad (3.24)$$

Logo,

$$R_H(f, m; t, s) = \mathcal{FF}_{\tau, \eta}[R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (3.25)$$

sendo $\mathcal{FF}$ a representação da transformada dupla de Fourier e o juntamente com os parâmetros em que a transformada está sendo aplicada.

Importante destacar que as funções de sistema se relacionam através de transformadas de Fourier simples, mas as funções de correlação das funções de sistema relacionam-se através de transformadas de Fourier duplas. De semelhante modo, obtém-se:

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_H(f, m; t, s) \cdot e^{-j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (3.26)$$

Logo,

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = \mathcal{FF}_{t,s}[R_H(f, m; t, s)] \quad (3.27)$$

e,

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi(\nu t - \mu s)} dt ds \quad (3.28)$$

portanto,

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \mathcal{FF}_{t,s}[R_h(t, s; \tau, \eta)] \quad (3.29)$$

Os canais rádio móveis, na prática, dispõe de estatísticas de desvanecimento que podem ser estacionárias no sentido amplo (Canais WSS - *Wide-Sense Stationary*) em pequenas distâncias ou pequenos intervalos de tempo.

Sabe-se que um processo aleatório é WSS se possuir média estatística constante, independente do intervalo de observação e, uma função de autocorrelação invariável a uma translação no eixo do tempo, ou seja, se $R(t_1, t_2) = R(t_1 - t_2)$. Aplicando essa propriedade e induzindo a variável de tempo $t - s = \xi$ ou $s = t - \xi$ as funções de correlação R_h e R_H que podem ser reescritos do seguinte modo:

$$R_h(t, t - \xi; \tau, \eta) = R_h(\xi; \tau, \eta) \quad (3.30)$$

$$R_H(f, m; t, t - \xi) = R_H(f, m; \xi) \quad (3.31)$$

A mesma propriedade pode ser aplicada nas funções de correlação R_S e R_D . Para isso necessita-se o uso das relações (3.26) e (3.28). Para a demonstração, utiliza-se aqui a equação (3.26):

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

colocando $s = t - \xi$ na equação tem -se:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = - \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, t - \xi; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi[\nu t - \mu(t - \xi)]} dt d\xi \quad (3.32)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) \cdot e^{-j2\pi\nu t} e^{+j2\pi\mu t} e^{-j2\pi\mu\xi} dt d\xi \quad (3.33)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(\nu - \mu)t} dt \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi\mu\xi} d\xi \quad (3.34)$$

Sendo a primeira integral correspondente a um impulso unitário $\delta(\nu - \mu)$, diferente de zero apenas quando $\nu = \mu$. Por conseguinte, a equação (3.34) pode ser escrita da seguinte forma:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\xi; \tau, \eta) e^{-j2\pi\nu\xi} d\xi \quad (3.35)$$

Onde na última equação a integral é correspondente à densidade espectral de potência no domínio ν . Assim há redução da equação (3.35) para:

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\tau, \eta; \nu) \quad (3.36)$$

Analisando a mesma matemática, temos:

$$R_D(f, m; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_D(f, m; \nu) \quad (3.37)$$

Comumente, pode -se considerar também, para a análise de canais práticos, os multipercursos que possuem o espalhamento descorrelacionado (Canais US - *Uncorrelated Scattering*). Em canais banda larga, tal conceito relaciona-se ao sinal transmitido, onde o mesmo abrange certa duração permitindo assim que os espalhadores distantes possam ser considerados descorrelacionados quando referido aos efeitos dos retardos provocados pelos mesmos.

Assim, o ganho e o deslocamento de fase de um retardo gerado por um dado espalhador é descorrelatado do ganho e do atraso de fase de outro retardo gerado por outro espalhador ⁽²⁴⁾.

Tendo como base o mesmo conceito e pensando de maneira análoga ao desenvolvimento anterior para a determinação das expressões (3.36) e (3.37) e incluindo a variável de diferença de frequência $\Omega = f - m$, temos os seguintes resultados:

$$R_h(\tau, s; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(t, s; \tau) \quad (3.38)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)P_S(\tau, \nu; \mu) \quad (3.39)$$

Onde

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

e,

$$P_S(\tau, \nu; \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_D(\Omega; \nu, \mu) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega$$

Respectivamente são as densidades espectrais de potência de retardo e de retardo-Doppler.

Sabendo dos comportamentos WSS e US tem-se a combinação conhecida como WSSUS. Apresenta⁽²⁵⁾ os canais WSSUS sendo as funções de autocorrelação mais simplificadas e expressas pelas equações abaixo:

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau)P_h(\xi; \tau) \quad (3.40)$$

$$R_H(f, f + \Omega; t, t + \xi) = R_H(\Omega; \xi) \quad (3.41)$$

$$R_D(f, f + \Omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu)P_D(\Omega; \nu) \quad (3.42)$$

$$R_S(\tau, \eta; \nu, \mu) = \delta(\eta - \tau)\delta(\nu - \mu)P_S(\tau; \nu) \quad (3.43)$$

Por meio de todo conhecimento visto e discutido no presente capítulo chega-se as conclusões a seguir:

- a) Para determinação dos parâmetros de dispersão temporal do canal, as funções de maior interesse, são as que derivam da função de espalhamento de retardo $h(t, \tau)$.

- b) Através da autocorrelação da resposta ao impulso do sistema linear e variante no tempo $h(t, \tau)$, por termos estatísticos, a envoltória complexa do sinal recebido pode ser determinada conforme é apresentado abaixo:

A partir da equação (3.5) realizando a autocorrelação da envoltória complexa da saída do canal $y(t)$, temos:

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

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

Dispondo do uso da equação (3.15), tem-se que:

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

- c) Considerando o canal WSSUS, a autocorrelação do espalhamento de retardo é igual:

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

$$R_y(t, t - \xi) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) z^*(t - \xi - \eta) \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) d\tau d\eta \quad (3.42)$$

- d) Quando $\xi = 0$, considerando o mesmo ponto de observação, a densidade espectral cruzada de potência $P_h(\xi, \tau)$ passa a ser igual a $P_h(\tau)$. Temos que a expressão (3.42) será, portanto:

$$R_y(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |z(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (3.45)$$

Para o caso em que a entrada do sistema for um impulso em $t = \tau$, então $R_y(t, t)$ se resumirá a:

$$R_y(\tau, \tau) = P_h(\tau) \quad (3.46)$$

A função de autocorrelação do sinal de saída dos canais WSSUS é vista na equação (3.46) descrevendo de maneira estatística a distribuição temporal de potência recebida, ou seja, o perfil de potencia de retardos.

Tal contribuição permite descobrir os parâmetros de dispersão de um canal real, variante no tempo e linear, sem necessariamente ter o conhecimento prévio das funções de densidade de probabilidade conjunta de todas as funções de sistema ⁽¹⁷⁾.

3.2.1 Perfil de Potência de Retardos

O conhecimento do perfil de potência de retardos apresenta o comportamento do sinal transmitido em relação aos instantes de tempo em que as réplicas do sinal chegam ao receptor, em decorrência do espalhamento que essas réplicas sofrem ao longo do canal devido aos mecanismos de propagação tais como a reflexão e a difração no canal, o meio entre o transmissor e a receptor, ou seja, tais réplicas chegam com atrasos distintos no receptor.

Através desse conhecimento há possibilidades de extração direta de dois parâmetros de um grande interesse prático. São os dois primeiros da distribuição da potência dos retardos $P_h(\tau)$, conhecidos como retardo médio e espalhamento de retardo. A $P_h(\tau)$ representada num plano cartesiano onde o atraso temporal de cada réplica está no eixo das abscissas e a potência da réplica do sinal no eixo das ordenadas.

A partir do perfil de retardos, alguns parâmetros para a caracterização da dispersão temporal do canal juntamente com suas equações matemáticas são conceituados abaixo. Lembra-se que tais parâmetros foram capturados na campanha de medições apresentadas no capítulo do ambiente de estudo desse trabalho.

- a) Retardo Excedido Médio (*mean excess delay*): Representa o atraso médio da propagação das componentes em relação à primeira componente que chega no receptor. Dessa forma, representa o primeiro momento do perfil de retardos descrito como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (3.47)$$

onde a Potência relativa das componentes do multipercurso é $P(\tau)$ e τ_k representa o tempo transcorrido após a incidência do primeiro sinal.

- b) Espalhamento do Retardo RMS (*RMS delay spread*): Mede o espalhamento temporal do perfil de retardos em torno do retardo excedido médio (valores típicos são da ordem de microssegundos para canais *outdoor* e da ordem de nano segundos para canais *indoor*)⁽²⁴⁾. Matematicamente, o espalhamento de retardo RMS é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardo, podendo ser expresso por:

$$\sigma_t = \tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (3.48)$$

Destaca-se que o espalhamento do retardo RMS nos canais digitais provoca ISI, limitando no canal a taxa de símbolos máxima.

- c) Espalhamento Temporal Excedido (*Excess Delay Spread*): indica o atraso máximo em relação a primeira componente recebida, para o qual a energia cai de um nível (X dB estipulado) abaixo do maior nível recebido,⁽¹⁹⁾ sendo definido como:

$$\tau_{max}(X) = \tau_X - \tau_0 \quad (3.49)$$

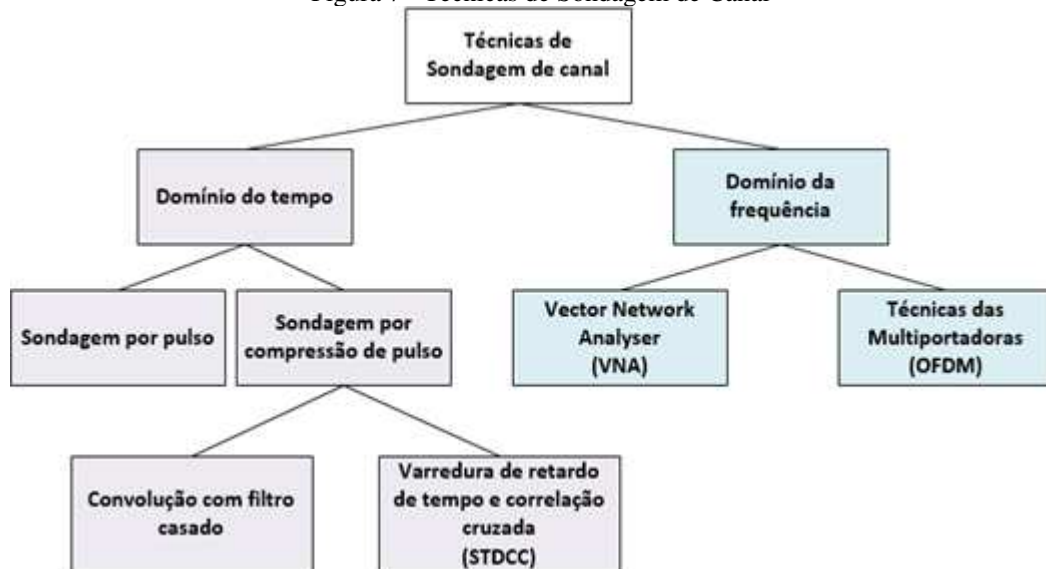
Onde τ_0 é o tempo de chegada da primeira componente e τ_X é o tempo de chegada da última componente não necessariamente sendo o primeiro sinal detectado, com o nível de potência acima do limite de X dB e abaixo do sinal de maior amplitude.

O espalhamento temporal excedido define a extensão temporal do canal rádio acima de um determinado limiar de recepção. O valor de τ_X é algumas vezes chamado de tempo de espalhamento de intensidade de potência recebida $P(\tau_k)$. O limiar de recepção não deve ser muito baixo para que o ruído não seja processado como uma componente de multipercurso, aumentando assim os valores dos espalhamentos.

4 TÉCNICAS DE SONDAGEM DO CANAL EM BANDA LARGA

Para caracterizar o canal de acordo com o que já o que foi especificado é preciso que o canal seja excitado por um sinal conhecido e que o resultado da transformação do sinal de excitação ao passar pelo canal seja identificado e caracterizado ⁽²⁴⁾. A forma prática de realizar essa análise num canal real é fazer uso das chamadas técnicas de sondagem.

Figura 7 - Técnicas de Sondagem de Canal



Fonte: ⁽²³⁾

As técnicas de sondagem do canal podem ser realizadas no domínio do tempo ou da frequência. O resultado de cada uma destas técnicas gera uma função que representa a característica dispersiva do canal. As funções obtidas por um grupo ou outro estão relacionadas pela transformada de Fourier. No canal banda larga a caracterização dos modelos pode ser feita através de abordagens diferentes. A modelagem determinística é baseada em uma simulação eletromagnética mediante a resposta ao impulso derivada de um ambiente mais simples ou também pelo traçado de raios. Tal método sofre limitação por requerer recursos computacionais mais avançados e pelas simplificações essenciais que requer no ambiente em que se propaga.

Os fatores acima promovem atração ao uso da abordagem empírica, baseando-se na análise estatística de um grande número de medidas obtidas pela sondagem do canal. Logo, os métodos da sondagem em banda larga ou faixa larga contendo tanto as técnicas de sondagem no domínio do tempo quanto na frequência, constituem os meios empíricos capazes de contribuir para a obtenção dos parâmetros descritivos para o canal rádio móvel. Ressalta-se que as sondas de canal são utilizadas para obtenção dos dados experimentais dos quais tais parâmetros podem ser extraídos.

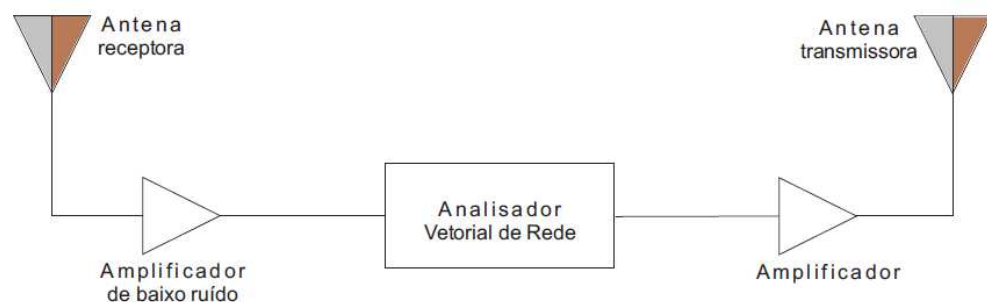
4.1 TÉCNICA DE SONDAGEM NO DOMÍNIO DA FREQUÊNCIA

A técnica de caracterização do canal em banda larga no domínio da frequência baseia-se em emitir séries de ondas contínuas, verdadeiramente compostas por apenas uma componente espectral, em sequência, uma pequena separação de frequência entre elas, de forma a varrer toda a banda desejada.

O registro do sinal situa-se em cada uma dessas frequências. O método demonstrado na Figura 4.1, é numerosamente utilizado em ambientes *Indoor* sendo o mesmo realizado pelo Analisador Vetorial de Rede. Através dele são feitas, dentro da banda utilizada na sondagem, medidas de informações tanto de fase quanto de amplitude em cada ponto de frequência discreta.

A matriz dos valores obtidos, para cada frequência, dá origem à função de transferência variável no tempo $T(f, t)$, representativa do canal ⁽²⁸⁾. Destaca-se que diversos autores utilizaram esse método ou técnica de sondagem ^{(29) (30) (31)}.

Figura 8 - Sondagem no domínio da frequência através do analisador de rede vetorial.



Fonte: Adaptado ⁽³²⁾

Se faz necessário entender que as principais limitações dessa técnica são:

- Em grandes distancias, há dificuldade de realização de medição em que as antenas de transmissão e recepção devem estar conectadas ao analisador de rede;
- Sobre a banda considerada, o tempo de varredura influencia na medição, considerando necessariamente o canal estacionário ao longo da varredura.

4.2 TÉCNICA DE SONDAGEM NO DOMÍNIO DO TEMPO

A sondagem no domínio da frequência, apesar das limitações apresentadas acima, motiva o desenvolvimento de outras técnicas, como as técnicas de sondagens no domínio do tempo, que utilizam a transmissão de um sinal que, com efeito, ocupa uma larga banda de frequências. Tal método apresenta de forma direta, como principal benefício, a obtenção do

perfil de retardos, trazendo consigo informações importantes sobre o canal ao que diz respeito ao desvanecimento em pequena escala.

4.2.1 Sondagem por pulsos periódicos

Os pulsos espaçados consistem na forma mais simples de sondagem no domínio do tempo. Estes pulsos devem ter uma duração muito curta, de forma que se assemelhem a impulsos.

O sinal coletado por um osciloscópio de armazenamento digital, equivale a convolução do pulso de sondagem pela resposta impulsiva do canal ⁽³³⁾ ⁽³⁴⁾. A duração do impulso indica a diferença menor dos retardos que duas componentes de multipercursos, podem ter ao chegar no receptor, de maneira que por ecos distintos podem ser identificadas.

A periodicidade dos pulsos deve ter um mínimo valor garantindo assim as contribuições necessárias de multipercurso para que os mesmos cheguem ao receptor antes que o próximo pulso seja transmitido. Este método, ⁽³⁵⁾ demonstra desvantagens pois há dificuldades em gerar, no transmissor, pulsos de curtíssima duração com significativa relação potência de pico-potência média que possibilitem a detecção de ecos mais fracos e também a grande largura de faixa do filtro passa-banda que torna a técnica sujeita à interferência e ao ruído.

4.2.2 Sondagem por compressão de pulsos

A sondagem por compressão de pulsos é uma técnica que visa fazer o contorno das deficiências existentes no método mostrado anteriormente, baseando-se na teoria de sistemas lineares. Considerando, agora, um canal de sistema linear $h(t)$ aplicando na entrada um ruído branco $n(t)$, a saída $y(t)$ do canal na entrada do receptor, é definida pela convolução mostrada na equação a seguir:

$$y(t) = \int h(\xi)n(t - \xi)d\xi \quad (4.1)$$

Se realizarmos a correlação cruzada dessa saída com uma versão atrasada do sinal de entrada, teremos:

$$E[y(t)n * (t - \tau)] = E\left[\int h(\xi)n(t - \xi)n * (t - \tau) d\xi\right] \quad (4.2)$$

↓

$$= E\left[\int h(\xi)Rn(t - \xi) d\xi\right] = Noh(\tau)$$

O resultado acima relata que na aplicação ruído branco na entrada do sistema, haverá, após a correlação cruzada, a obtenção de uma saída proporcional à resposta impulsiva do sistema, avaliada no instante do retardo.

Sendo impossível a geração de um sinal genuinamente branco, usa-se da forma de onda determinística com características de ruído e cujas propriedades são bem conhecidas. Trata-se das sequências binárias pseudoaleatórias, as chamadas sequencias PN ⁽³⁶⁾.

A simples implementação das sequencias PN, por meio da utilização de registradores de deslocamento, suas conhecidas características de autocorrelação e a possibilidade de transmissão do sinal a potências mais elevadas tornam esta abordagem bastante atraente ⁽³⁷⁾. Duas técnicas estão sendo amplamente realizadas em campo de medições em banda larga, com a utilização das sequencias PN, que promovem a Convolução com Filtro Casado e Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada.

4.2.3 Varredura de retardo de tempo e correlação cruzada

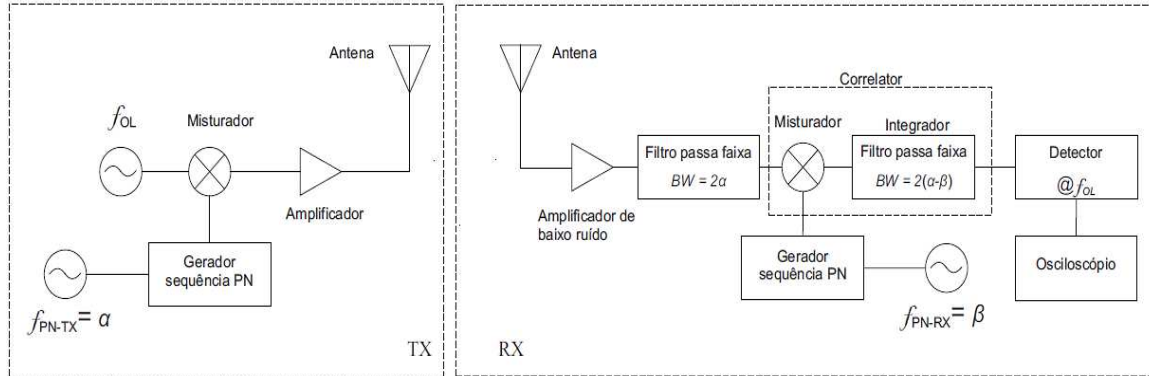
Uma sonda de varredura de retardo de tempo e correlação cruzada, tendo como estrutura a esquematização apresentada na Figura 4.2, deve-se a implementação de um sistema transmissor que disponibiliza de um gerador de sequência pseudoaleatória cuja duração de bit é dito T_c . Tal sinal, ao ser multiplicado pelo sinal de uma portadora centrada na frequência f_c , criará um sinal modulado a ser transmitido pela antena. O receptor conta com um filtro banda larga, que recebe o sinal que está chegando na antena.

O sinal banda larga recebido é multiplicado por uma sequência pseudoaleatória semelhante ao da transmissão, no entanto, com uma frequência ligeiramente diferente de bit. Na saída do multiplicador é posicionado um integrador, de maneira que o conjunto multiplicador integrador componha um correlator. O sinal de saída, nesse ponto, dispõe do que é preciso para a determinação da forma da resposta ao impulso do canal.

É fundamental entender que a diferença de frequências entre os osciladores caracteriza o chamado correlator deslizante sendo que o mesmo substitui o processo de correlação em tempo real, que requereria um banco de correladores com diferenças de retardo infinitesimais entre eles ⁽³⁸⁾. Lembra-se que essa técnica também é utilizada por diversos autores ^{(27) (39) (40) (41)}, apresentando como vantagem sobre as demais técnicas do domínio do tempo o não precisar de

amostragem rápida e processamento digital para quando o receptor em algumas medições estiver em movimento.

Figura 9 - Técnica de sondagem por varredura de retardo de tempo e correlação cruzada.



Fonte: Adaptado ⁽³²⁾

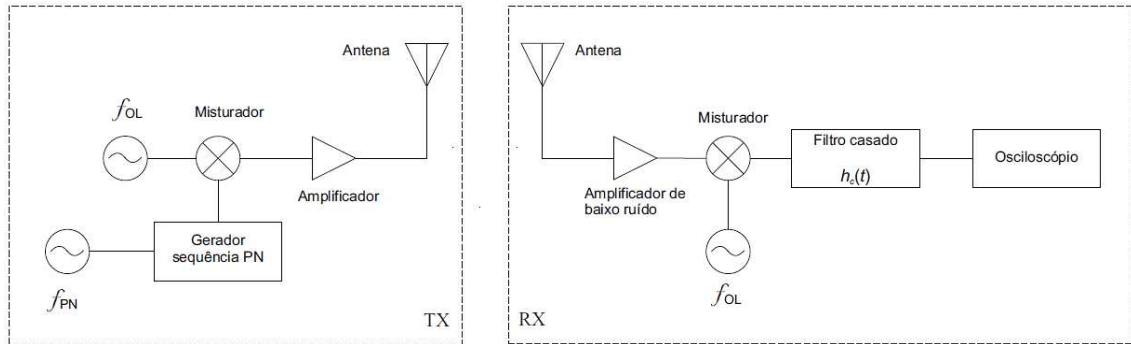
As diferenças dessa sondagem que divergem das diferenças de tempo entre as sequências PN são notáveis, e como tal, são apresentadas abaixo:

- As medidas obtidas serem dadas não em tempo real, mas escaladas pelo fator de deslizamento das sequências;
- A demora percebida na aquisição dos perfis devido ao tempo decorrido até a coincidência das sequências e a necessidade de se considerar o canal estacionário durante este intervalo, o que nem sempre é verdadeiro ⁽⁴²⁾.

4.2.4 Convolução por Filtro casado

Usualmente, outra técnica que usa do conceito de compressão de pulsos é a técnica conhecida como sondagem com um filtro casado a uma sequência transmitida. Diferentemente da abordagem vista acima, o sistema receptor agora produz uma sequência idêntica ao do transmissor para fazer a operação de convolução. Na figura abaixo pode ser feita uma análise da estrutura básica desse sistema de sondagem. Por conseguinte, considere $s(t)$ o sinal transmitido e $y(t)$ a representação da envoltória complexa do sinal banda passante que chega ao receptor. Vale considerar também a resposta impulsiva do canal modelada ⁽⁴³⁾. A operação desempenhada pelo filtro casado produzirá o sinal $z(t)$, seguindo a demonstração abaixo:

Figura 10 - Técnica de sondagem por convolução de filtro casado

Fonte: Adaptado⁽³²⁾

$$y(t) = \sum_{l=1}^L wls(t - \tau l) \quad (4.3)$$

Caso o filtro casado tem resposta ao impulso $h_c(t) = s*(-t)$, teremos a saída $z(t)$ com a forma dada abaixo:

$$\begin{aligned}
 z(t) &= h_c(t) * y(t) \\
 &= h_c(t) * \sum_{l=1}^L wls(t - \tau l) \\
 &= s * (-t) * \sum_{l=1}^L wls(t - \tau l) \\
 &\quad \downarrow \\
 &= \sum_{l=1}^L wl \int_{-\infty}^{\infty} S(-\tau) s(t - \tau - \tau l) d\tau \\
 &= \sum_{l=1}^L wl R_S(t - \tau l) \quad (4.4)
 \end{aligned}$$

Quando o sinal $s(t)$ for escolhido apropriadamente, de modo que sua função de autocorrelação seja similar à da função impulso, como no caso das sequências pseudoaleatórias, a saída do filtro casado vai gerar uma curva semelhante a forma da resposta impulsiva do canal de radiopropagação, descrita ⁽⁴³⁾ na modelagem de um canal multipercurso.

Para implementar o filtro casado, uma das formas empregadas, é por intermédio de linhas de retardo de onda acústica de superfície (no inglês, SAW). Essa espécie de dispositivo, em contrapartida, impõe algumas dificuldades sobre o processo de sondagem, pois dificulta a

obtenção de longas sequências e ocorre a geração de sinais acústicos espúrios que originam fenômenos de espalhamento e reflexão que culminarão na criação de lóbulos laterais na saída do filtro casado e resultarão em redução da faixa dinâmica do sistema ^{(17) (42)}.

A abordagem alternativa, que substitui o uso da linha de retardo SAW, se realiza através do filtro casado em software, isento das não linearidades típicas dos dispositivos analógicos. As vantagens desse método a tornam mais atrativa, sendo implementada assim em trabalhos e pesquisas diversas ^{(37) (44) (45)}. O projeto da sequência pseudoaleatória transmitida ajudará no desempenho da sonda sendo que a taxa de bits está diretamente relacionada a diferença mínima de tempo de chegada entre duas versões do sinal vindas de espalhadores diferentes.

O número de bits da sequência, também estabelece a duração do sinal transmitido até uma repetição nova, descreve o eco com máximo retardo que pode ser detectado, sem que o sistema se torne ambíguo. Estas restrições de tempo mínimo e máximo de chegada entre as componentes de multipercurso, além da sensibilidade reduzida dos osciloscópios, são as principais restrições desse modo. Por outro lado, graças aos avanços dos mecanismos de aquisição e armazenamento de dados, a necessidade de altas taxas de amostragem não figura como grande empecilho às sondas atuais.

Dentre todos os métodos exibidos, a técnica de filtro casado com correlação realizada em software foi a escolhida para ser empregada no presente trabalho, visto as vantagens que esta possui sobre as demais. Além disto, através de tal método é possível a obtenção de dados necessários para aplicação e utilização da técnica de estimação de parâmetros.

4.3 TÉCNICA DE SONDAGEM DE MULTIPORTADORA MELHORADA ⁽²⁴⁾

A principal maneira de sondar um canal utilizando múltiplas portadoras é utilizar um símbolo OFDM para carregar o sinal de informação. Esse tipo de sondagem tem atraído atenção substancial nos últimos anos devido à sua resistência ao desvanecimento multipercurso e ruído, o que permite a transmissão de dados em alta velocidade em ambientes urbanos.

Na técnica de sondagem baseada em OFDM, o perfil de atraso do canal é determinado pelo método convencional de autocorrelação. De acordo com a formulação que foi apresentada do Capítulo 3 deste trabalho.

A implementação desta técnica de sondagem deve considerar a criação de um sinal OFDM conhecido que é amplificado e transmitido através do canal. No receptor, o método de correlação cruzada do prefixo cíclico ⁽⁵⁾ é utilizado para fornecer a sincronização e a correta

identificação dos símbolos. Após sua captura no receptor, o sinal é filtrado e sua autocorrelação fornece o perfil de atraso de potência.

Essa técnica de sondagem fornece bons resultados para medições em ambientes externos permitindo o uso de sinais com larguras de banda amplas, o que melhora significativamente a resolução da sonda. No entanto existe uma grande dificuldade de sincronizar os símbolos OFDM recebidos em ambientes com alto grau de urbanização. Esta sincronização é importante para minimizar os efeitos da interferência intersimbólica e da interferência entre as subportadoras. Além disso, a sincronização de frequência é necessária para compensar as mudanças de frequência da portadora criadas por incompatibilidades entre o transmissor e o receptor, os osciladores, as mudanças Doppler e o ruído de fase dos osciladores, que produzem uma alta taxa de erro de bit e degradam o desempenho do sistema OFDM.

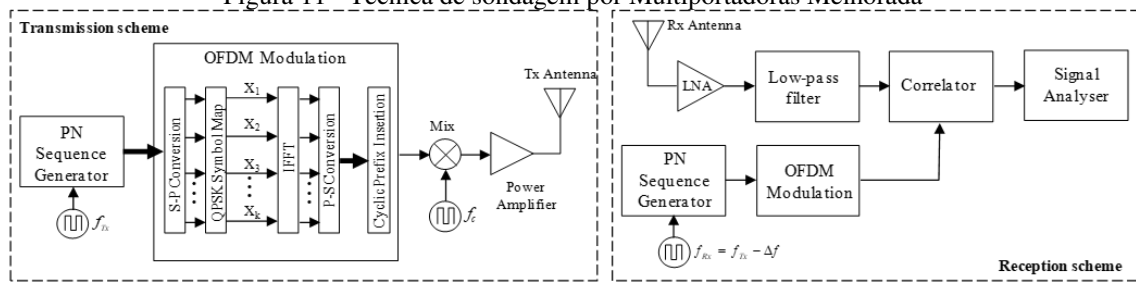
Conforme discutido acima, a sincronização temporal é crucial para garantir que o símbolo OFDM de referência recebido não contenha amostras dos símbolos anteriores ou subsequentes, mascarando o atraso dos componentes do multipercurso identificados pela sirene.

A técnica mais comum para sincronização temporal de símbolos OFDM é descrita em ⁽⁴⁷⁾. O sinal recebido é correlacionado com o prefixo cíclico do sinal transmitido. No entanto, em ambientes externos de som com um alto grau de urbanização, o prefixo cíclico de alguns símbolos chega ao receptor tão modificado pelo desvanecimento inerente a um canal de rádio móvel que nenhuma correlação com o prefixo cíclico do sinal OFDM original é detectado e recebido os símbolos não podem ser identificados adequadamente.

Melhorias de sincronização foram alcançadas pelo uso de sequências PN em símbolos de referência (preâmbulos) do sinal OFDM ⁽⁴⁸⁾ ⁽⁴⁹⁾ ⁽⁵⁰⁾. Mas conseguiu combinar a técnica de sondagem por Multiportadoras OFDM com a técnica de sondagem por compressão de pulso com objetivo de obter as vantagens da técnica de multiportadoras e também se beneficiar das características da autocorrelação das sequências PN ⁽²⁴⁾.

O esquema da sondagem é mostrado na Figura 1. Um sinal de teste consistindo em um sinal OFDM modulado por uma sequência PN é gerado, amplificado e transmitido. O receptor consiste em um amplificador de baixo ruído, um filtro passa-baixo, um correlacionador que processa o sinal recebido com uma réplica do sinal transmitido e um analisador de sinal.

Figura 11 - Técnica de sondagem por Multiportadoras Melhorada



Fonte: Adaptado ⁽²⁴⁾

5 AMBIENTE E CAMPANHAS DE MEDIÇÃO

Este capítulo tem como objetivo descrever o ambiente onde as medições foram feitas e a estrutura dos setups de transmissão e recepção utilizados em cinco procedimentos de medições executados para a sondagem banda estreita e banda larga do canal interno do túnel rodoviário Vice-Presidente da República José Alencar, mais conhecido popularmente como Túnel da Grotta Funda, que fica localizado entre os bairros do Recreio dos Bandeirantes e baixada de Guaratiba, na cidade do Rio de Janeiro-RJ.

5.1 AMBIENTE DE MEDIÇÃO

Caracterizada por uma topografia montanhosa, a cidade do Rio de Janeiro possui 22 túneis rodoviários que interligam diferentes áreas da cidade, com comprimentos que variam de 220 metros a 2.200 metros.

O túnel da Grotta Funda, utilizado para a campanha de medições, foi inaugurado oficialmente em 6 de junho de 2012, junto com a TransOeste e o sistema de BRT que interligou diversos bairros da cidade. Com 1.112 metros de extensão e 3 pistas de 3,50 metros de largura cada, sendo uma delas exclusiva para circulação do BRT, o túnel conta com modernos sistemas de iluminação de emergência e de prevenção contra incêndios e acabamento de padrão mais elevado que os demais túneis da cidade.

As Figuras 12, 13 e 14 mostram, respectivamente, os parâmetros de geometria do túnel, a vista aérea do Google Maps e uma vista frontal do túnel, mostrando o local onde foi posicionada a antena transmissora.

Figura 12 - Dimensões geométricas da abertura do túnel

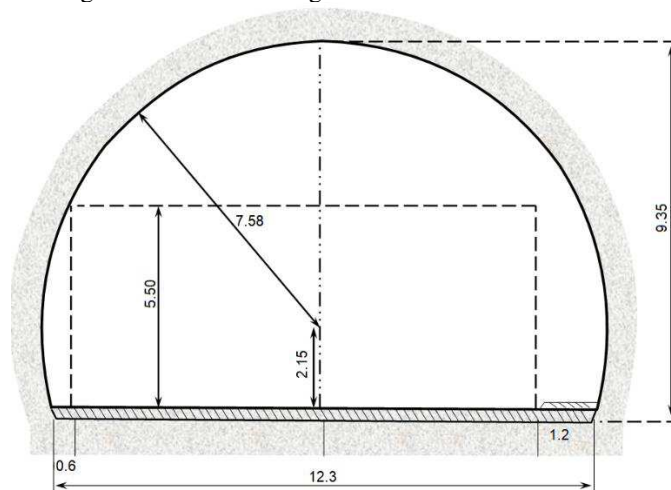
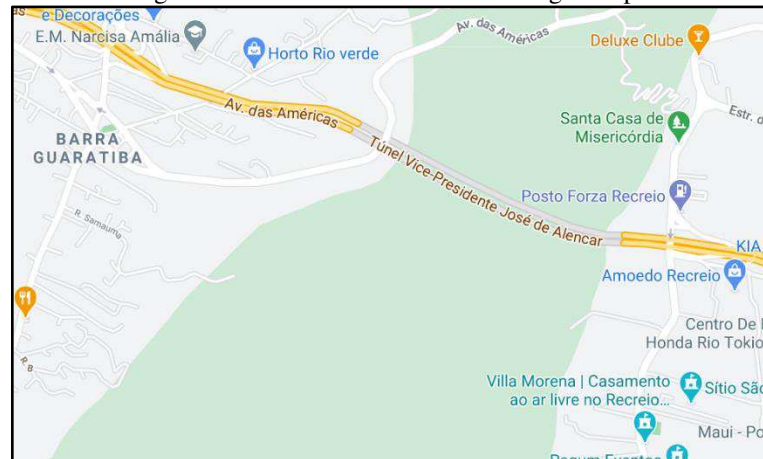


Figura 13 - Visão aérea do túnel – Google Maps



Fonte: (54)

Figura 14 - Visão Frontal da abertura do túnel



Fonte: (55)

5.2 CAMPANHA DE MEDIÇÕES

Com o objetivo de realizar uma sondagem em banda estreita para medir a perda de propagação ao longo do túnel e uma sondagem banda larga para obtenção dos parâmetros de dispersão temporal do canal, realizou-se cinco procedimentos de medição conforme apresentado na Tabela 2. A administração do túnel bloqueou o acesso de veículos ao túnel durante a madrugada para que as medições pudessem ser realizadas sem risco de acidentes.

Tabela 2 - Medições realizadas

Medição	Sondagem	Frequência	Sentido
Rota 1	Banda Larga	700 MHz	Afastando de Tx
Rota 2	Banda Larga	700 MHz	Aproximando de Tx
Rota 3	Banda Larga	700 MHz	Afastando de Tx
Rota 4	Banda Larga	700 MHz	Aproximando de Tx
Rota 5	Banda Estreita	700 MHz	Afastando de Tx

Fonte: O Autor

A antena de transmissão foi posicionada no túnel na entrada do túnel de forma a simular as antenas repetidoras que em geral são posicionadas na entrada do túnel para irradiação do sinal no interior dos túneis. A antena transmissora foi montada a 5 metros de altura em relação ao solo.

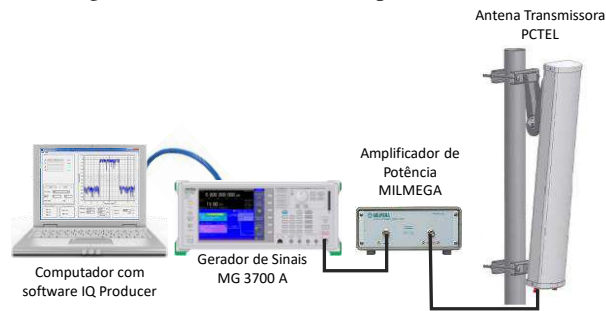
Além da antena transmissora, a configuração do setup de transmissão possuía um gerador vetorial de sinais ANRITSU MG3710A, um amplificador de potência MILMEGA com ganho de 41,4 dB para frequência de 700 MHz e uma antena setorial, com ângulos de abertura de 120° e polarizada verticalmente com ganho de 14,8 dBi para frequência de 700 MHz.

Para garantir o funcionamento na região linear do amplificador, a potência de saída do gerador de sinais foi ajustada para -52 dBm, resultando em uma EIRP máxima de 1,9 dBm.

O setup de recepção foi montado dentro de um carro de passeio utilizando um gerador portátil movido a gasolina para energizar todos os demais equipamentos. A antena de recepção era omnidirecional com ganho de 3 dBi conectada a um amplificador de baixo ruído de ganho de 26 dB e a um analisador vetorial de sinais ANRITSU MS2692A. Um GPS usando triangulação celular fornecia as coordenadas de latitude e longitude e um laptop conectado ao analisador de sinais fazia a gravação dos dados.

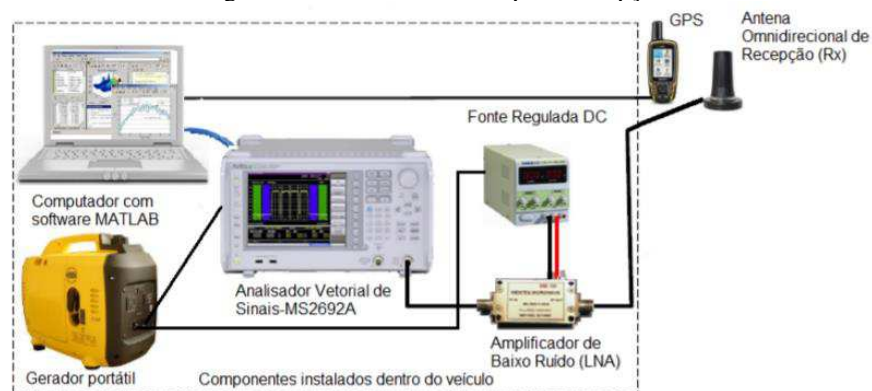
O receptor se moveu ao longo da extensão do túnel realizando medições nos dois sentidos, conforme apresentado na Tabela 2. As Figuras 10 e 11 apresentam respectivamente a estrutura do setup de transmissão e do setup de recepção utilizados nas medições. Os referentes a cada um dos equipamentos do setup de transmissão para cálculo da EIRP em dBm são apresentados na Tabela 3.

Figura 15 - Estrutura do Setup de Transmissão



Fonte: O Autor

Figura 16 - Estrutura do Setup de Recepção



Fonte: O Autor

Tabela 3 - Medições realizadas

Transmissor	Saída do Gerador de Sinais	-52 dBm	Receptor	Ganho da Antena	3 dB
	Frequencia	700 MHz		Low Noise Amplifier (LNA)	26 dB
	Ganho do Amplificador	41,4 dB		Perda em Cabos e Conectores	1,8 dB
	Ganho da Antena	14,8 dBi		Altura da Antena	2,0 m
	Perda em Cabos e Conectores	2,3 dB			
	Altura da Antena	5 m			
	EIRP	1,9 dBm			

Fonte: O Autor

5.2.1 Medições em Banda Estreita

Na etapa de caracterização banda estreita das medições, o sinal de teste transmitido foi apenas uma onda CW não modulada. Os cabos e conectores foram devidamente caracterizados para conhecimento das perdas nestes componentes. Foi traçado uma curva de calibração do amplificador de potência para aplicação da potência correta na entrada do amplificador de forma a não saturar a saída. A estrutura do setup de transmissão e os parâmetros calculados e aplicados nos equipamentos estão apresentados na Tabela 3 e as demais informações técnicas

dos equipamentos envolvidos tanto nos setups de transmissão como de recepção estão apresentados na forma de *Data-Sheets* no ANEXO I deste trabalho.

Para uma melhor captura do sinal propagado no ambiente em estudo a velocidade de deslocamento da unidade móvel foi de 20 km/h.

5.2.2 Medições em Banda Larga

As medições em banda larga objetivam encontrar a resposta ao impulso do canal e posteriormente obter dela os parâmetros de dispersão temporal tais como o retardo médio e o espalhamento de retardos RMS.

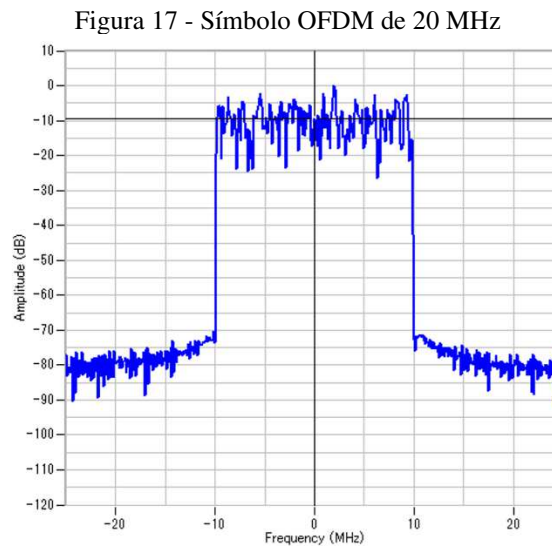
Para sondagem do canal em banda larga utilizou-se a técnica de multiportadoras melhorada mencionada no capítulo 4. Essa técnica de sondagem combina as vantagens das técnicas multiportadoras e STDCC na qual uma sequência PN é transmitida sobre um símbolo OFDM. O setup de transmissão foi o mesmo empregado na sondagem de canal de banda estreita, entretanto, o sinal de testes transmitido foi um sinal OFDM de 20 MHz gerado em MATLAB® e transmitido por ANRITSU MG3700A Vector Signal Generator. O símbolo OFDM transmitido como um sinal de teste é mostrado na Figura 12.

O sinal de testes é gerado em componentes de fase (I) e quadratura (Q) no MATLAB® e depois convertido para o formato de onda (.wvi), pelo software IQproducer®, para ser transmitido pelo gerador de sinais MG3710A. Esta conversão insere intervalos de 200 amostras nulas entre os símbolos para facilitar a identificação de sinais OFDM na recepção. A sequência PN do sinal OFDM tem comprimento de 1023 bits, com 1 bit/amostra e frequência de amostragem de 50M amostras/segundo.

A metodologia de sondagem do canal consiste em transmitir o símbolo OFDM e após este atravessar o canal de comunicação, realizar a correlação cruzada do símbolo OFDM recebido no receptor com o símbolo original transmitido. O resultado dessa correlação cruzada será a resposta ao impulso do canal. A partir da resposta ao impulso do canal é encontrado o Perfil de Potência de Retardos (PDP, do inglês *Power Delay Profile*).

Normalmente, os PDPs contém picos espúrios produzidos pelo ruído adicionado no canal. Para a determinação precisa dos parâmetros de dispersão temporal do canal, uma filtragem desses perfis de retardo precisa ser realizada para eliminar ou minimizar os efeitos do ruído. Neste estudo foi aplicado uma técnica alternativa para a filtragem dos PDPs usando redes neurais artificiais para a identificação e extração do ruído impulsivo. Essa técnica foi desenvolvida e apresentada por ⁽²³⁾.

A informação de saída da ANN será o multipercurso considerado válido em cada um dos Power Delay Profiles (PDPs) obtidos nas medições de campo. PDPs contendo apenas caminhos múltiplos válidos serão usados para determinar os parâmetros de dispersão temporal do canal. Os modelos neurais têm trazido grandes contribuições em pesquisas relacionadas ao avanço das comunicações móveis.



Fonte: O Autor

6 ANÁLISE DOS DADOS E RESULTADOS

Devido à natureza do canal ser aleatória, sua modelagem matemática deve ser feita com auxílio de estatísticas e, com as diversas distribuições de probabilidade que são trabalhadas a fim de se prever o comportamento do sinal. A modelagem estatística tem como objetivo estimar o desempenho de um canal rádio, buscando o ajuste nos padrões através de funções de distribuição de probabilidades no meio de propagação do um sinal. A função densidade probabilidade (PDF – *Probability Density Function*) é a derivada da função de distribuição de probabilidades, sendo assim, amplamente utilizada na modelagem estatística.

Os resultados obtidos pelas medições realizadas em campo nas frequências estudadas, receberam essas análises estatísticas e suas funções de densidade de probabilidade (PDF) e funções de distribuição cumulativa (CDF) foram determinadas e comparadas com as funções de distribuição teóricas tradicionais, tais como, Lognormal, Rayleigh, Rice, Nakagami e Weibull. Essas principais distribuições de probabilidade são apresentadas na Tabela 5.

A elaboração das funções densidade probabilidade dos dados empíricos foi realizada em *software* MATLAB e seguiu o seguinte procedimento ⁽²⁴⁾:

- a) A partir dos dados observados, monta-se um histograma com o quantitativo de um determinado range de valores medidos. Depois divide-se esse range com valores que são observados em X intervalos disjuntos pelo número total de observações e, desta forma encontra-se o percentual de ocorrência daquele range de valores, encontrando a curva de densidade de probabilidade;
- b) São traçados gráficos de comparação empírica com curva das funções de densidade probabilidade teóricas.
- c) Estimaram-se os parâmetros das distribuições de probabilidades a partir de estimadores de máxima verossimilhança (MLE, do inglês *Maximum- Likelihood Estimation*), através do comando “MLE” do programa MATLAB que realiza essa estimação com intervalo de confiança de 95%.
- d) Por fim, os ajustes das distribuições de probabilidade teóricas com a distribuição de dados empíricos são realizados a partir de testes de hipóteses Qui-quadrado e Komolgorov-Smirnov.

Tabela 4 - Descrição das principais distribuições de probabilidade ⁽²²⁾

DISTRIBUIÇÃO	DESCRIÇÃO
LOG NORMAL	Usada para descrever uma variação do sinal em larga escala, envolvendo grandes distancias, devido aos múltiplos percursos em ambientes com obstáculos. Sua função densidade Probabilidade: $f(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln(x) - \mu)^2}{2\sigma^2}\right]$ sendo μ , σ e x : média, desvio padrão e variável aleatória representando o valor normalizado da voltagem
NAKAGAMI	Baseada em estudos experimentais sobre desvanecimento rápido em propagação na faixa de HF. Tal distribuição torna-se de Rayleigh quando $m=1$. Função Densidade Probabilidade: $f(x; m, \Omega) = 2 \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \frac{1}{\Gamma(m)} x^{(2m-1)} \exp\left[-\frac{m}{\Omega} x^2\right] ; m = \frac{\Omega^2}{E[(x^2 - \Omega)^2]}$ Sendo, respectivamente, m e Ω : fator de desvanecimento e potência média temporal do sinal recebido
WEIBULL	Originalmente empregada na predição de falhas, é largamente aplicada em diversas áreas se demonstrando útil na sua descrição de canais com desvanecimento através do multipercurso. Tal descrição tende a ser de Rayleigh quando $\alpha=2$ $f(x; \lambda, \alpha) = \frac{\alpha}{\lambda} \left(\frac{x}{\lambda}\right)^{\alpha-1} \exp\left(-\frac{x}{\lambda}\right)^\alpha$ Sendo α , x : parâmetro de forma, parâmetro de escala e variável aleatória.
RAYLEIGH	Se ajusta em ambiente homogêneos e com elevado número de ondas originadas de Multipercursos e sem linha de visada. A função densidade probabilidade dessa função é em função de um parâmetro de desvanecimento e geralmente apresenta bons resultados em dados experimentais. $f(x; \sigma) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right)$ Onde $2\sigma^2$ é a potência média no tempo.
RICE	Se aplica quando há visada direta ou componente especular refletida que contribui de modo significativo para o sinal recebido. $f(x; s, \sigma) = I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \frac{x}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{x^2 + s^2}{2\sigma^2}\right]$

Fonte: O Autor.

Além disso, os resultados encontrados em campo de perda de percurso com a distância foram comparados com os resultados obtidos por modelos de propagação empíricos tradicionais adequados à faixa de frequência utilizadas no trabalho em questão. Neste caso, o título de comparação analítica utilizou-se de cálculos de Erro Médio, Desvio Padrão do Erro e Erro RMS entre os resultados medidos e aqueles fornecidos pelos modelos de propagação.

6.1 CARACTERIZAÇÃO BANDA ESTREITA

A partir dos valores de potência do sinal recebido e das distâncias entre transmissor e receptor, foi possível analisar trechos pequenos de variabilidade do sinal e separar os três tipos de efeitos do canal banda estreita.

6.1.1 Análise da Perda de Percurso

O expoente de perda de percurso com a distância foi calculado adotando o procedimento desenvolvido ⁽⁵¹⁾ a partir da conclusão de que a perda de percurso global pode ser descrita por uma equação linear, quando a distância é tomada em escala logarítmica, representada por:

$$y = a + Kx \quad (6.1)$$

onde y representa a perda média de percurso; a representa a perda de percurso numa distância de referência d_0 próxima do transmissor, $K = 10n$, representa a inclinação da reta, sendo n o expoente de perda de percurso procurado e $x_i = \log(d_i)$ é o logaritmo da distância em cada i -ésimo ponto onde o sinal foi medido.

A partir dos valores de y e x conhecidos de cada ponto das medições realizadas em campo, não haverá um único valor de a e de K que satisfaçam todas as equações geradas a partir de (6.1), portanto o procedimento descrito ⁽⁵¹⁾ permite a obtenção dos valores de a e de K que fornecem a equação da reta de perda de potência com a distância que melhor se ajusta aos dados medidos. As equações geradas a partir de (6.1) são escritas de forma matricial, conforme mostrado na expressão (6.2):

$$X^T X = X^T y \quad (6.2)$$

onde X é uma matriz de ordem $(ix2)$ e X^T sua transposta. A solução da expressão (6.2) é a solução aproximada por mínimos quadrados de $X \cdot c = y$, onde:

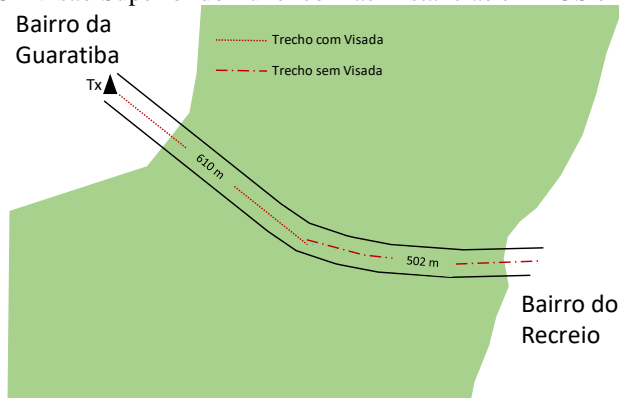
$$X = \begin{bmatrix} 1 & x_1 \\ \vdots & \vdots \\ 1 & x_i \end{bmatrix} \quad y = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_2 \end{bmatrix} \quad c = \begin{bmatrix} a \\ K \end{bmatrix}$$

Após aplicado o procedimento supracitado nas medidas realizadas dentro do túnel o resultado de expoente de perda de percurso foi de $n = 2,22$, que como era de se esperar, foi um valor próximo ao expoente da perda para espaço livre. Isso traduz bem o fato de não haverem obstáculos no percurso e nem veículos circulando no túnel, sendo portanto, as ondas eletromagnéticas conduzidas apenas pelas reflexões nas paredes do túnel.

No entanto o percurso do túnel possuía sua parte final curva, conforme mostrado da Figura 13 e os últimos 502 metros do túnel não estavam mais em linha de visada com o transmissor. Por essa razão optou-se em realizar três análises distintas. As medições de perda de propagação foram comparadas com o modelo da perda no espaço livre, apresentado na Figura 14, e neste caso foram utilizados todos os pontos de medição.

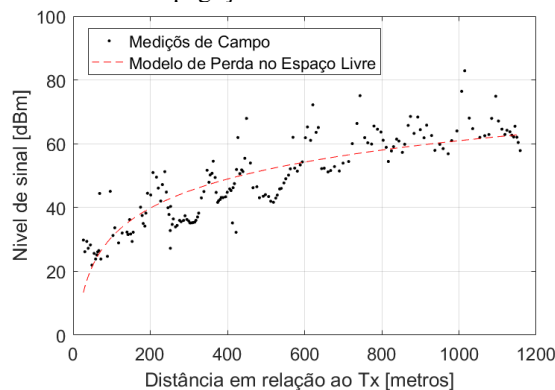
Para efeito de investigação do expoente de perda de percurso, realizou-se uma primeira análise considerando todos os pontos medidos, e neste caso o expoente de perda de percurso foi de 2,22, depois considerando a região com visada, onde foram tomados apenas as medidas realizadas nos primeiros 610 metros do túnel e por último a análise foi realizada no trecho final de 502 metros após a curva onde não havia mais visada entre transmissor e receptor. Os resultados observados de expoente de perda de percurso nos três casos estão mostrados na Tabela 5 e nas Figuras 14, 15 e 16.

Figura 18 - Visão Superior do Túnel com as Distâncias em LOS e NLOS com o Tx



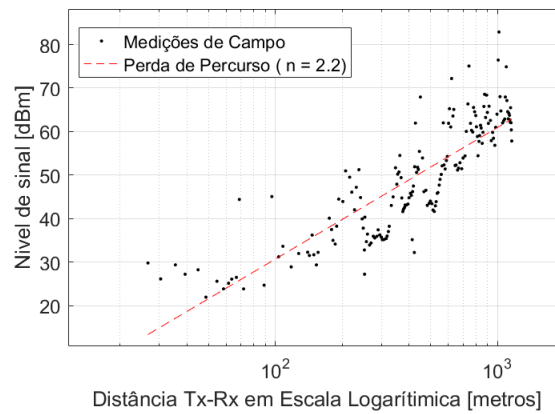
Fonte: O Autor

Figura 19 - Comparação da Perda de Propagação no Interior do Túnel com o Modelo de Espaço Livre



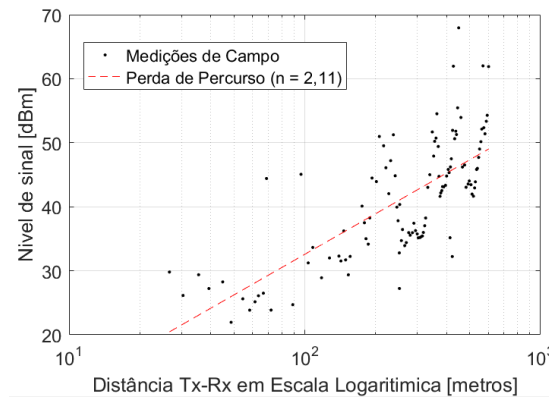
Fonte: O Autor

Figura 20 - Reta de Ajuste de Perda com a Distância em 700 MHz dentro do Túnel considerando todos os Pontos de Medição



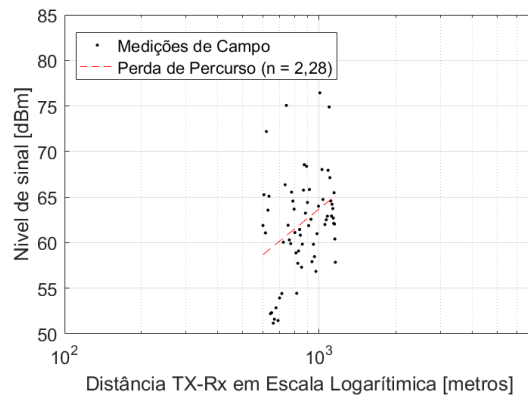
Fonte: O Autor

Figura 21 - Reta de Ajuste de Perda com a Distância em 700 MHz nos primeiros 610 metros



Fonte: O Autor

Figura 22 - Reta de Ajuste de Perda com a Distância em 700 MHz nos últimos 502 metros do túnel



Fonte: O Autor

Tabela 5 - Medições realizadas

Percorso	Expoente de Perda de Percurso
Todo o túnel	2,22
Região em LOS	2,11
Região em NLOS	2,28

Fonte: O Autor

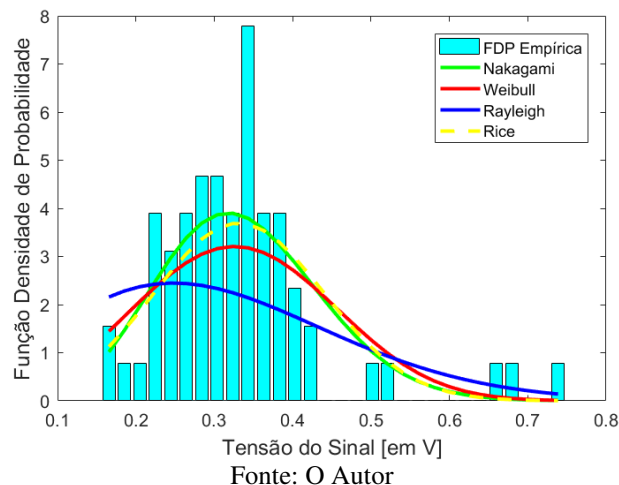
Observou-se que não houve variação muito grande do valor do expoente de perda de percurso nas regiões onde havia visada e onde não havia visada com o transmissor. Esse resultado deve-se ao fato de o sinal propagado é apenas refletido nas paredes e no chão do túnel fazendo com que se assemelhe a um condutor. Dessa forma mesmo sem visada a atenuação do sinal não é significativa mesmo após a curva.

6.1.2 Variabilidade em Pequena Escala

Para a análise da variabilidade em pequena escala, foram escolhidos apenas 2 trechos de medição. O primeiro antes da curva do túnel (primeiros 610 metros) que configura uma região onde prevalece a visada entre o transmissor e o receptor e um segundo trecho depois da curva (últimos 502 metros), onde já não havia mais visada entre transmissor e receptor. A análise estatística do desvanecimento em pequena escala do sinal foi realizada para cada trecho.

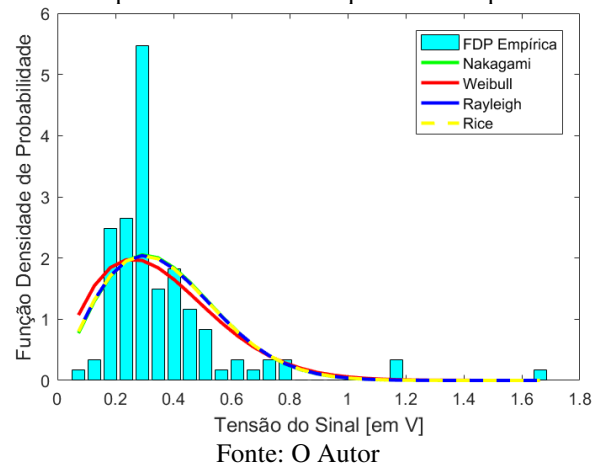
A Figura 18 apresenta os Gráficos de PDF e CDF para as medidas realizadas no primeiro trecho com visada, e uma comparação com as FDPs e CDFs teóricas de Rayleigh, Rice, Nakagami e Weibull foi realizadas para as medições em 700 MHz.

Figura 23 - Curvas de PDF e CDF para a Análise em Pequena Escala para 700MHz – Trecho 1 (LOS)



A Figura 19 apresenta os Gráficos de PDF e CDF e uma comparação com as FDPs e CDFs teóricas para as medições no trecho sem visada. A Tabela 6 apresenta os valores dos parâmetros estimados de cada distribuição.

Figura 24 - Curvas de PDF e CDF para a Análise em Pequena Escala para 700MHz – Trecho 2 (NLOS)



A Tabela 6 apresenta os valores dos parâmetros estatísticos para as medições nos trechos com visada e sem visada. Além dos parâmetros estimados de cada distribuição por estimadores de máxima verossimilhança, são apresentados também os erros médios quadráticos entre os valores observados e esperados e quais das curvas de distribuições de probabilidade passaram no teste do qui-quadrado. A partir dessas informações foi possível determinar qual distribuição teórica que melhor se ajustou aos dados observados.

Os resultados mostram a concordância com o que está descrito na literatura, que quando há visada entre transmissor e receptor a estatística da variabilidade em pequena escala do sinal recebido devido aos multipercursos, tende a seguir uma distribuição de probabilidade de Rice e quando não existe visada, a distribuição de probabilidade tende a seguir uma estatística de Rayleigh.

Observa-se que, as estatísticas de Nakagami apresentam valores mais aderentes aos dados empíricos que as funções de Rice e Rayleigh, isso já foi verificado em alguns outros trabalhos ^{(22) (24)}.

Tabela 6 - Informações estatísticas de Pequena Escala para 700 MHz

Região	Estatísticas	Parâmetros		Erro Médio Quadrático	Qui-Quadrado
Em Linha de Visada	Rayleigh	(σ)	0,297	0,541	X
	Rice	(s)	0,000	0,541	X
		(σ)	0,297		
	Nakagami	(m)	1,017	0,538	X
		(Ω)	0,176		
	Weibull	(λ)	0,406	0,564	X
		(α)	1,801		
Sem Linha de Visada	Rayleigh	(σ)	0,246	2,38	
	Rice	(s)	0,313	1,32	X
		(σ)	0,111		
	Nakagami	(m)	2,836	1,15	X
		(Ω)	0,122		
	Weibull	(λ)	0,371	1,62	X
		(α)	3,045		

Fonte: O Autor

6.2 CARACTERIZAÇÃO BANDA LARGA

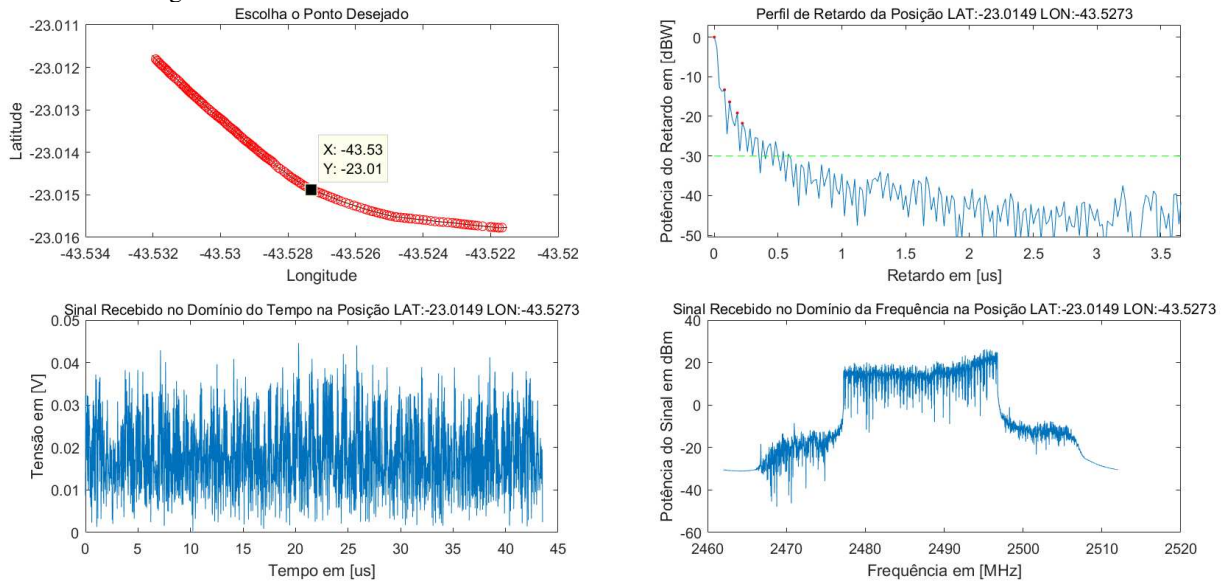
A técnica de sondagem de banda larga utilizada neste trabalho combina as vantagens das técnicas multiportadoras e STDCC já discutidas no Capítulo 4. Nesta técnica um sinal PN é modulado em OFDM. O prefixo cíclico do sinal OFDM transmitido é usado para identificar e capturar os símbolos OFDM no receptor. A resposta ao impulso do canal é obtida diretamente pela correlação cruzada entre o sinal que é recebido no receptor e o sinal transmitido ⁽²⁴⁾. O sinal de testes foi gerado em MATLAB em componentes de fase (I) e quadratura (Q) e depois convertido para o formato de onda (.wvi) utilizando o gerador de sinais MG3710A. Essa conversão foi realizada utilizando o software IQproducer®. Durante a conversão ainda foram inseridos intervalos de 200 amostras nulas entre os símbolos para facilitar a identificação de sinais OFDM na recepção. A sequência PN do sinal OFDM tem comprimento de 1023 bits, com 1 bit/amostra e frequência de amostragem de 50M amostras/segundo.

A partir das amostras dos símbolos recebidos no receptor e das coordenadas geográficas registradas pelo GPS foi possível processar e construir a resposta ao impulso variável do canal em cada instante em que um símbolo era capturado. A partir de cada resposta ao impulso foi possível obter os Perfis de Potência de Retardos.

A Figura 20 apresenta um painel geral gerado em MATLAB onde são apresentados a Rota analisada, o ponto exato de medição analisado, o símbolo OFDM recebido no domínio do tempo e no domínio da frequência e o Perfil de Potência de Retardos gerado a partir da resposta ao impulso fruto da correlação cruzada entre o símbolo OFDM analisado e o símbolo OFDM transmitido.

Normalmente, o perfil de potência de retardo contém picos espúrios produzidos pelo ruído impulsivo adicionado pelo canal. Para a determinação precisa dos parâmetros de dispersão temporal do canal, uma filtragem deve ser realizada para eliminar ou minimizar os efeitos do ruído. Neste estudo, adotamos a técnica que utiliza redes neurais para encontrar e eliminar os ruídos impulsivos do perfil de retardo ⁽⁴⁶⁾.

Figura 25 - Interface do Software de Pós-Processamento em MATLAB dos Dados Medidos



Fonte: O Autor

Conforme apresentado na Tabela 2 foram executadas quatro rotas para sondagem em banda larga, o número total de Perfis de Potência de Retardos obtidos em cada uma das rotas está apresentado na Tabela 7. A partir dos perfis foram calculados os parâmetros de dispersão temporal Retardo Médio e o Espalhamento de Retardos RMS.

Tabela 7 - Perfis de Potência de Retardos obtidos em cada rota

Medição	Número de Perfis Capturados
Rota 1	181
Rota 2	188
Rota 3	197
Rota 4	184

Fonte: O Autor

O valor da potência dos retardos está apresentado em dBW. Para uma avaliação estatística, foi desenhada a distribuição cumulativa dos resultados e a comparação com as distribuições de probabilidade teórica Lognormal, Nakagami, Rice e Weibull. O teste de Kolmogorov-Smirnov foi utilizado para validar a aderência das distribuições cumulativas teóricas com os resultados empíricos.

6.2.1 Análise dos Parâmetros de Dispersão Temporal

Os principais parâmetros de dispersão temporal já foram discutidos no Capítulo 3. Agora vamos examinar a partir dos Perfis de Potência de Retardos obtidos a partir das medições nas 4 rotas, os valores de Retardo Médio e Retardo RMS e suas respectivas estatísticas.

A Tabela 8 apresenta os resultados de Retardo Médio e Espalhamento de Retardos em cada uma das quatro rotas.

Tabela 8 - Resultados de Parâmetros de Dispersão Temporal

Rota de Medição	Retardo Médio				Espalhamento de Retardos RMS			
	Média	Min	Máx	Desvio Padrão	Média	Min	Máx	Desvio Padrão
Rota 1	0,123	0,071	0,278	0,035	0,0653	0,0201	0,1131	0,018
Rota 2	0,118	0,073	0,313	0,029	0,0675	0,0163	0,1281	0,021
Rota 3	0,106	0,023	0,211	0,024	0,0531	0,0152	0,1040	0,016
Rota 4	0,107	0,053	0,214	0,020	0,0567	0,0146	0,0983	0,017

Fonte: O Autor

Os valores de Espalhamento de Retardos RMS concordam com outros resultados da literatura ^{(8) (11) (13)}.

As Figuras 21, 22, 23 e 24 mostram as estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS em cada uma das quatro rotas executadas. É mostrado também uma tabela com os valores dos parâmetros das distribuições de probabilidades estimadas por máxima verossimilhança.

Como era de se esperar os resultados foram semelhantes para as quatro rotas, pois apesar da investigação ter sido feita considerando o sentido dos deslocamentos entre transmissor e receptor, não foi observado nenhuma alteração significativa no valor dos Espalhamentos de Retardos RMS em decorrência do receptor estar se afastando ou se aproximando do transmissor.

Figura 26 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 1

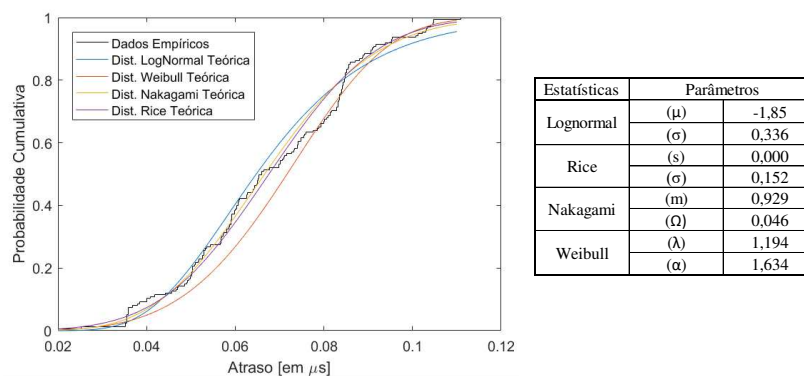
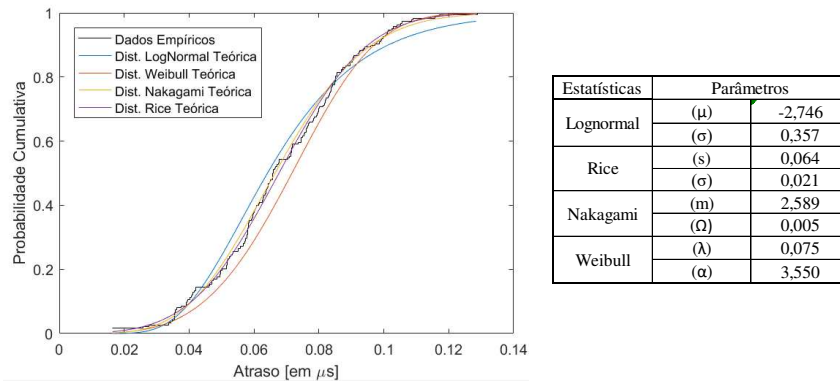
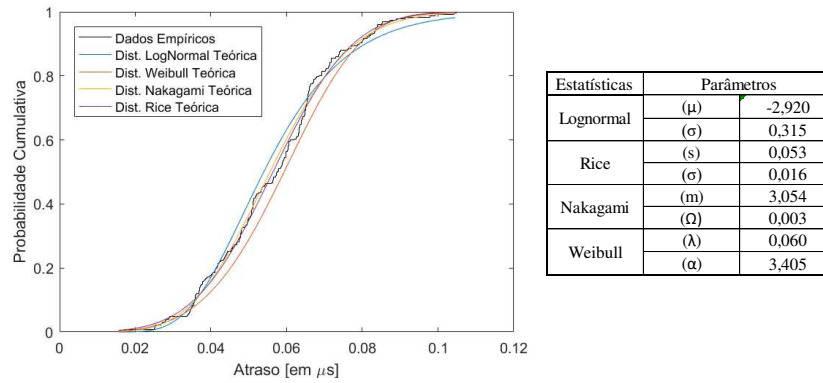


Figura 27 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 2



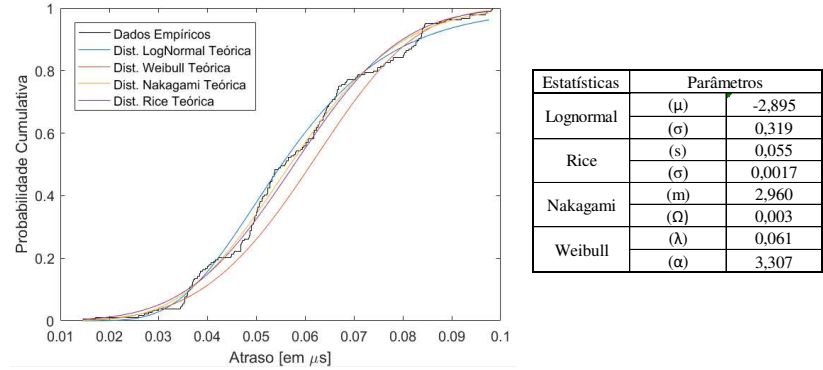
Fonte: Do Autor.

Figura 28 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 3



Fonte: Do Autor.

Figura 29 - Estatísticas do Espalhamento de Retardos RMS da Rota 4



Fonte: Do Autor.

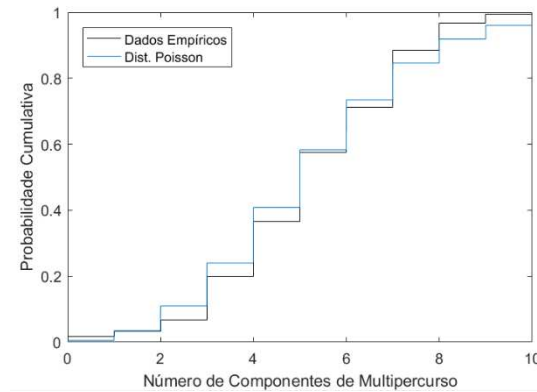
6.2.2 Análise do Número de Componentes de Multipercursos

O comportamento estatístico do número de componentes de multipercurso também é um parâmetro relevante a ser utilizado nas simulações da resposta do canal. O número de componentes geralmente segue uma distribuição de Poisson ⁽⁵²⁾ ⁽⁵³⁾ com a probabilidade de receber l componentes nos primeiros N intervalos de tempo é

$$P_N(L = l) = \frac{\lambda^l}{l!} e^{-\lambda} \quad (6.1)$$

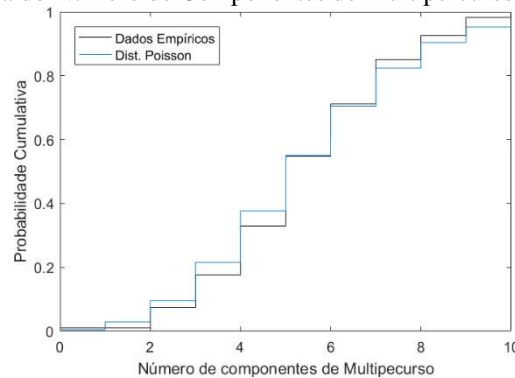
onde o parâmetro λ taxa média de chegada. As Figuras 25, 26, 27 e 28 mostram as distribuições de probabilidade cumulativa do número de componentes de multipercurso registradas em cada rota. Em todos os casos houve um bom ajuste com a distribuição de Poisson.

Figura 30 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 1



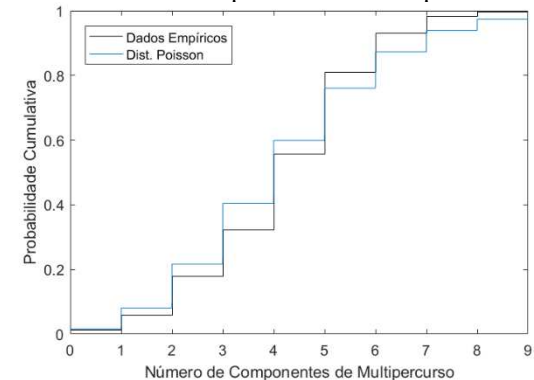
Fonte: O Autor.

Figura 31 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 2



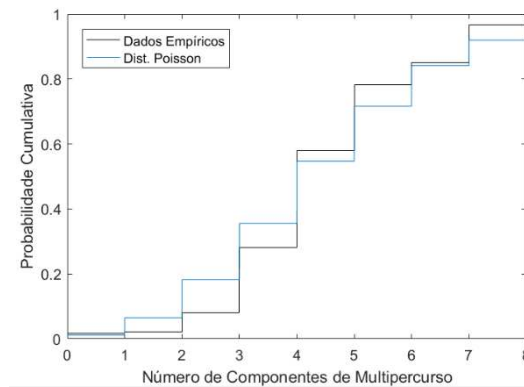
Fonte: O Autor.

Figura 32 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 3



Fonte: O Autor.

Figura 33 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 4



Fonte: Do Autor.

6.3 COMPARAÇÃO ENTRE O TÚNEL DA LINHA AMARELA E O TÚNEL DA GROTA FUNDA

Para uma análise mais completa, fizemos uma breve comparação entre os resultados obtidos a partir da caracterização do canal no interior do túnel da Linha Amarela e os resultados obtidos na caracterização do canal feita no interior do Túnel da Grota Funda.

Apesar dos túneis da Linha Amarela e da Grota funda serem semelhantes nos aspectos estruturais, os dois diferiam nas suas dimensões, no número de ventiladores no interior do túnel e no comprimento. Por essa razão optou-se em fazer uma breve avaliação dos resultados encontrados nos dois estudos.

É importante ressaltar que os setups das medições realizadas nos dois túneis foram idênticos e nas mesmas faixas de frequência. As medições foram realizadas em dias diferentes, mas em condições de tráfego iguais, ou seja, no momento de ambas medições não haviam carros circulando nas vias paralelas a via por onde o receptor se movimentava.

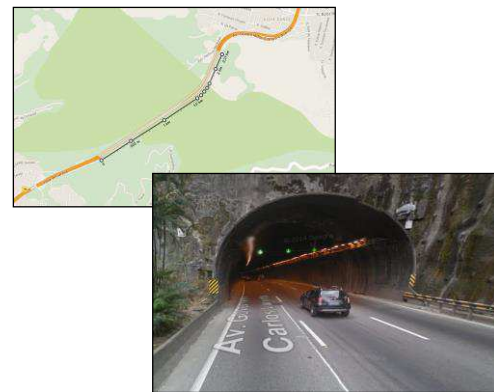
A Figura 29 mostra uma comparação no formato da entrada e do percurso (vista aérea) dos dois túneis.

Figura 34 - Estatística do Número de Componentes de Multipercursos que chegam ao Receptor – Rota 3

*Túnel Grota Funda



*Túnel Linha Amarela

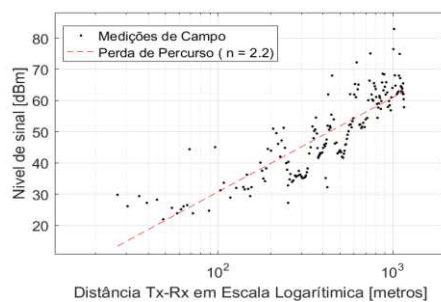


Fonte: O Autor.

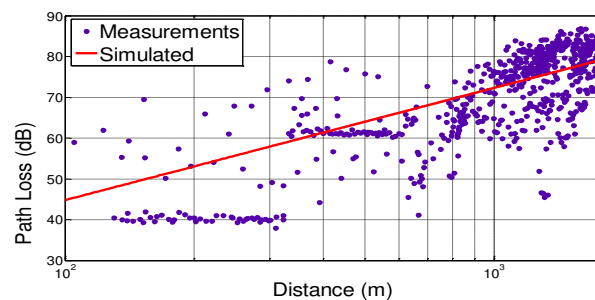
A Figura 30 mostra a comparação entre as retas de perda de percurso nos dois túneis. No túnel da Linha Amarela o expoente de perda de percurso encontrado foi de 1,5, enquanto no túnel da Grota Funda o expoente foi de 2,2. Credita-se esse resultado ao fato do túnel da Grota funda apresentar uma curvatura maior que o túnel da Linha Amarela e portanto, existir no túnel da Grota Funda, um percurso maior onde, o transmissor e o receptor não estavam em linha de visada.

Figura 35 - Comparação da Perda de Percurso

*Túnel Grota Funda



*Túnel Linha Amarela

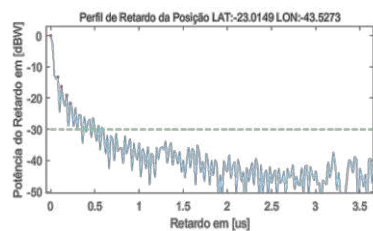


Fonte: O Autor.

A Figura 31 apresenta um exemplo de perfil de potência de retardos obtidos em cada túnel e os resultados gerais dos parâmetros de dispersão temporal do canal em cada túnel: Retardo Médio e Espalhamento de Retardos RMS.

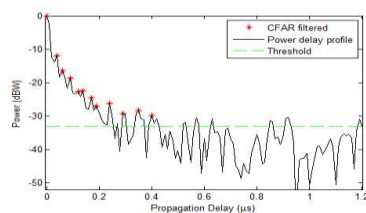
Figura 36 - Comparação dos resultados dos parâmetros de dispersão temporal

*Túnel Grota Funda



Parameter	mean	stand.dev	min	max
Average Delay (ns)	113	26	23	313
R.M.S. Delay Spread (ns)	60	25	14	128

*Túnel Linha Amarela



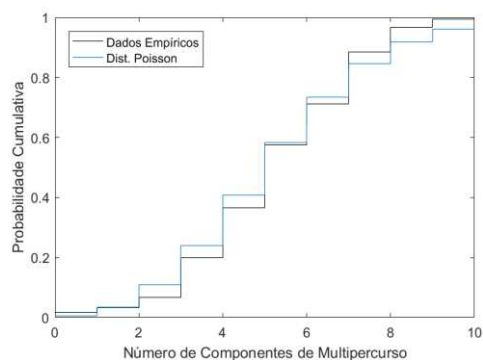
Parameter	mean	stand.dev	min	max
Average Delay (ns)	73	27	39	271
R.M.S. Delay Spread (ns)	33	25	2	199

Fonte: O Autor.

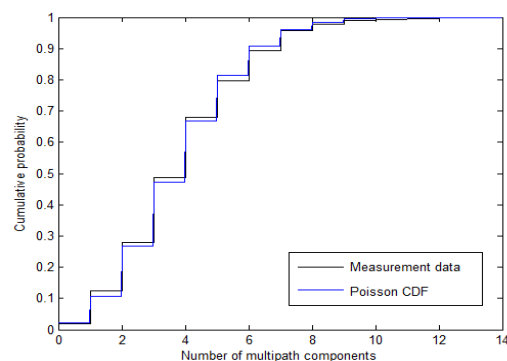
A Figura 32 mostra as estatísticas do número de componentes de multipercurso que chegam ao receptor. É possível notar que em ambos os casos, o número de componentes que alcançam o receptor são, condizentes com as dimensões do túnel e os prováveis percursos que os raios de ondas eletromagnéticas possam ter percorridos. Nota-se que ambas as estatísticas se assemelham a uma distribuição de Poisson.

Figura 37 - Comparação dos resultados das estatísticas do número de componentes de multipercurso que alcança o receptor

*Túnel Grota Funda



*Túnel Linha Amarela



Fonte: Do Autor.

7 CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou resultados da caracterização em banda estreita e banda larga do canal rádio móvel no interior de túneis rodoviários urbanos na frequência de 700 MHz. Utilizou-se na sondagem, tanto em banda estreita quanto em banda larga, técnicas conhecidas e consideradas eficientes.

As medições em banda estreita foram realizadas com a transmissão de uma onda CW. Os resultados mostraram que o canal no interior dos túneis afeta o sinal propagado de forma menos complexa que em ambientes indoor e outdoor, pois as ondas eletromagnéticas se propagam pelo túnel de forma semelhante ao um canal conduzido, sendo as reflexões nas paredes laterais e superiores e no chão, não suficientes para causar grandes perdas de propagação. O Expoente de Perda de Percurso foi calculado considerando todo o túnel e também 2 trechos do túnel, um com visada e outro sem visada com o transmissor. Em todos os casos o valor do expoente de perda de percurso foi muito próximo do expoente de propagação no espaço livre, sendo igual a 2,11 para o trecho com visada, igual a 2,28 para o trecho sem visada e igual a 2,22 para todo o percurso.

Uma projeção do modelo de propagação no espaço livre foi comparado na Figura 14 com os dados medidos em campo, e o resultado ratifica a predição de perda no espaço livre para propagação dentro do túnel.

Foi também verificado o comportamento estatístico esperado para a variabilidade em pequena escala do sinal. No trecho 1 com visada para o transmissor as estatísticas prevaletentes foram as de Rice e Nakagami e no trecho 2 onde não havia visada com o transmissor as estatísticas prevaletentes foram as de Rayleigh e também Nakagami.

Para a caracterização em banda larga um sinal de testes foi gerado com uma sequencia PN de informação transmitida em um símbolo OFDM de 20 MHz de largura de banda. Para investigar o comportamento do efeito dos multipercursos

Os resultados em banda larga mostraram conformidade com outros trabalhos da literatura ^{(8) (11) (13)}. Os valores dos parâmetros de dispersão temporal foram apresentados na Tabela 8. Nota-se que não houve grandes variações nos valores de Retardo Médio e Retardo RMS nas quatro rotas executadas, e nem houve variação pelo fato do móvel estar se aproximando ou se distanciando do transmissor.

O valor médio de Retardo Médio e Espalhamento de Retardos RMS considerando todas as medições nas quatro rotas foram respectivamente de 113 nanosegundos e 60 nanosegundos.

7.1 SUGESTÃO DE TRABALHOS FUTUROS

Sugere-se que em trabalhos futuros seja dada continuidade as investigações realizadas e informadas nesse documento. Outros pontos que poderiam ser abordados seriam:

- a) Realizar os cálculos dos parâmetros de dispersão na frequência.
- b) Realizar a caracterização de canal em túneis mais na faixa de ondas milimétricas, haja visto que a tecnologia de quinta geração irá também trabalhar com ondas milimétricas.
- c) Análise de taxas de transmissão de dados para validar o desempenho das redes face a hostilidade do canal rádio dentro de túneis rodoviários urbanos.

REFERÊNCIAS

- (1) FELICE, F. **Análise do desempenho de enlaces ponto a ponto utilizando a faixa de frequência não licenciada de 2,4 GHz em tecnologia spread spectrum**. 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba. 2005.
- (2) MEDEIROS, J. C. O. **Princípios de Telecomunicações: Teoria e Prática**. São Paulo: Érica, 2007.
- (3) GOMEZ-BARQUERO, D.; LI, W.; FUENTES, M.; XIONG, J.; ARANITI, G.; AKAMINE, C.; WANG, J. IEEE Transactions on Broadcasting Special Issue on: 5G for Broadband Multimedia Systems and Broadcasting. **IEEE Transactions on Broadcasting**, [s. l.], v. 65, n. 2, p. 351-355, Jun. 2019.
- (4) HUAWEI. **5G Spectrum**. 2018. Disponível Em: http://www-file.huawei.com/-/media/CORPORATE/PDF/public-policy/public_policy_position_5g_spectrum.pdf?la=en. Acesso em: 20 jan. 2020.
- (5) MACCARTNEY, G. R.; RAPPAPORT, T. S.; SUN, S.; DENG, S. Indoor office wideband millimeter-wave propagation measurements and channel models at 28 and 73 GHz for ultra-dense 5G wireless networks. **IEEE Access**, [s. l.], v. 3, p. 2388–2424, out. 2015.
- (6) MI, Y.; HE, R.; AI, B.; XIONG, L.; DONG, H.; LI, J.; WANG, W.; FAN, W.; QIN, H. Measurement-based Channel Characterization for 5G Wireless Communications on Campus Scenario, **ZTE Communications**, [s. l.], v. 15, n. 1. p. 8-13, 2017.
- (7) KLAINA, H.; ALEJOS, A. V.; AGHZOUT, O.; FALCONE, F. Narrowband Characterization of Near-Ground Radio Channel for Wireless Sensors Networks at 5G-IoT Bands. **Sensors**, [s. l.], v. 18, n. 18, p. 1-15, 2018.
- (8) ZHANG, Y. P.; HWANG, Y. Characterization of UHF radio propagation channels in tunnel environments for microcellular and personal communications. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [s. l.], v. 47, n. 1, p. 283–296, 1998.
- (9) ZHANG, Y. P.; ZHENG, G. X. ; SHENG, J. H. Radio propagation at 900MHz in underground coal mines. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [s. l.], v. 49, n. 5, p. 757–762, 2001.
- (10) BRISO-RODRIGUEZ, C.; CRUZ, J. M.; ALONSO, J. I. Measurements and modeling of distributed antenna systems in railway tunnels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [s. l.], v. 56, n. 5, part. 2, p. 2870-2879, 2007.
- (11) WANG, T. S.; YANG, C. F. Simulations and measurements of wave propagations in curved road tunnels for signals from GSM base stations. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [s. l.], v. 54, n. 9, p. 2577–2584, 2006.

- (12) CHING, G. S.; GHORAISHI, M.; LERTSIRISOPON, N.; TAKADA, J. I.; SAMEDA, I.; IMAI, T. Analysis of DSRC service over-reach inside an arched tunnel. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, [s. l.], v. 25, n. 8, p. 1517–1525, 2007.
- (13) DUDLEY, D.; LIENARD, M.; MAHMOUD, S.; DEGAUQUE, P. **Wireless propagation in tunnels**. **IEEE Antennas Propagat. Mag.**, [s. l.], v. 49, n. 2, p. 11–26, 2007.
- (14) WANG, T. S.; YANG C. F. Simulations and measurements of wave propagations in curved road tunnels for signals from GSM base stations. **IEEE Trans. Antennas Propagat.**, [s. l.], v. 54, n. 9, p. 2577–2584, 2006.
- (15) ALONSO, J.; CAPDEVILA, S.; IZQUIERDO, B.; ROMEU, J. Propagation measurements and simulations in tunnel environment at 5.8 GHz. In: ANTENNAS AND PROPAGATION SOCIETY INTERNATIONAL SYMPOSIUM, 2008, San Diego. **Anais [...]**. San Diego: IEEE, 2008. p. 1–4.
- (16) RAPPAPORT, T. **Comunicações sem fio: princípio e prática**. 2.ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- (17) PARSONS, J. D. **The Mobile Radio Propagation Channel**. 2. ed. New York: John Wiley and Sons, 2000.
- (18) ERCEG, V.; GREENSTEIN, L. J.; TJANDRA, S.; PARKOFF, S. R.; GUPTA, A.; KULIC, B.; JULIUS, A.; JASTRZAB, R. An empirically based path loss model for wireless channels in suburban environments. **IEEE Journal on Selected Areas of Communications**, [s. l.], v. 17, p. 1205–1211, jul. 1999.
- (19) MEZA, W. D. T. **Caracterização de Canal Rádio Móvel em ambientes suburbanos geograficamente acidentados na faixa de 5.8 GHz**. 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.
- (20) GUERRA, M. V. **Caracterização do canal de propagação para redes de tv digital de frequência única**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2012.
- (21) HAYKIN, S.; MOHER, M. **Sistemas modernos de comunicações wireless**. Porto Alegre: Bookman, 2008.
- (22) SANTOS, A. B. C. S. **Caracterização de Canal em Banda Estreita nas Faixas de 900 MHz E 2,4 GHz em Áreas de Vivência com Predominância de Vegetação para Projetos de Parques Digitais**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia da Computação) – Universidade Estadual do Maranhão, Engenharia da Computação e Sistemas, São Luís, 2019.
- (23) BATISTA, J. V. **Caracterização Banda Larga na faixa de 2,5 GHz em áreas de vivência com predominância de vegetação para projetos de parques digitais**. 2019. Dissertação (Mestrado em Engenharia da Computação) – Universidade Estadual do Maranhão, Engenharia da Computação e Sistemas, São Luís, 2019.
- (24) SILVA, L. H. G. F. S. **Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda e Transmissão através de Edificações em Regiões Urbanizadas na**

Faixa de 2,5 GHz. 2013. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2013.

(25) BELLO, P. A. Characterization of randomly time-variant linear channels. **IEEE Transactions on Communications Systems**, [s. l.], v. 11, n. 4, p. 360-93, 1963.

(26) PROAKIS, J. G.; SALEHI, M. **Digital communications**. v. 5. New York: McGraw-hill, 2008.

(27) MATOS, L. J. **Influência da vegetação na dispersão dos sinais radio móveis.** 2005. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005.

(28) SOUZA, C. F. **Análise da dispersão temporal de canais de banda ultra larga (UWB) através de medidas realizadas em ambientes internos e externos.** 2006. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Escola de Engenharia, Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2006.

(29) GENTILE, C.; KIK, A. A comprehensive evaluation of indoor ranging using ultra-wideband technology. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, [s. l.], v. 2007, p. 10, 2007.

(30) DI RENZO, M.; GRAZIOSI, F.; MINUTOLO, R.; MONTANARI, M.; SANTUCCI, F. The ultra-wide bandwidth outdoor channel: from measurement campaign to statistical modelling. **Mobile Networks and Applications**, [s. l.], v. 11, n. 4, p. 451-467, ago. 2006.

(31) BARROS, F. J. B. **Medidas e Análise da Dispersão Temporal do Canal de Propagação UWB Indoor em Vários Tipos de Ambientes.** 2005. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2005.

(32) BRAZ, J. A. C. **Máquina De Vetor De Relevância Aplicada À Estimação Do Canal Multipercurso Faixa-Larga.** 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2010.

(33) RAPPAPORT, T. S. Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [s. l.], v. 37, n. 8, p. 1058-1069, ago. 1989.

(34) RAPPAPORT, T. S.; SEIDEL, S. Y.; SINGH, R. 900 MHz multipath propagation measurements for US digital cellular radiotelephone. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, [s. l.], v. 39, p. 132-139, maio 1990.

(35) PAHLAVAN, K.; GANESH, R.; HOTALING, T. Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz. **Electronig Letters**, [s. l.], v. 25, n. 3, p. 225-227, fev. 1989.

(36) GOLOMB, S. W. **Shift Register Sequences.** Laguna Hills: Aegean Park Press, 1981.

- (37) MORGAN, D. Autocorrelation function of sequential M-bit words taken from an N-bit shift register (PN) sequence. **IEEE Transactions on Computers**, [s. l.], v. 29, n. 5, p. 408-410, maio 1980.
- (38) DIXON, R. C. **Spread Spectrum Systems**. 2 ed. New York: John Wiley & Sons, 1984.
- (39) VASQUEZ, E. J. A. **Caracterização do Canal Móvel em Faixa Larga**. 2000. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2000.
- (40) PIRKL, R. J. **A sliding correlator channel sounder for ultra-wideband measurements**. 2007. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, 2007.
- (41) BULTITUDE, R. J. C; MAHMOUD, S. A; SULLIVAN, W. A. A comparison of indoor radio propagation characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, [s. l.], v. 7, n. 1, p. 20-30, jan. 1989.
- (42) KIVINEN, J.; KORHONEN, T. O.; AIKIO, P.; GRUBER, R. VAINIKAINEN, P.; HAGGMAN, S. G. Wideband radio channel measurement system at 2 GHz. **IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement**, [s. l.], v. 48, n. 1, p. 39-44, fev. 1999.
- (43) TURIN, G. L. Communication through noisy, random-multipath channels. **IRE Convention Record**, [s. l.], v. 4, p. 154-166, mar. 1956.
- (44) CICCIGNANI, W.; DURANTINI, A.; CASSIOLI, D. Time domain propagation measurements of the UWB indoor channel using PN-sequence in the FCC-compliant band 3.6-6GHz. **IEEE Transactions on Antennas and Propagation**, [s. l.], v. 53, n. 4, p. 1542-1549, abr. 2005.
- (45) STEWART, K. A.; LABEDZ, G. P.; SOHRABI, K. Wideband channel measurements at 900 MHz. In: **IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE**, 45., jul. 1995, Chicago. **Proceedings [...]**. Chicago: IEEE, 1995. p. 236-240.
- (46) NOGUEIRA, S. E. F. **Redes Neurais Artificiais aplicadas a Limpeza de Perfis de Retardo de Potência do Canal Rádio Móvel na Faixa 2.5 Ghz**. 2018. Dissertação (Mestrado em Engenharia da Computação) – Engenharia da Computação e Sistemas, Universidade Estadual do Maranhão, São Luís, 2018.
- (47) POLLET, T.; VAN BLADEL, M.; MOENECLAHEY, M., BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise. **IEEE Trans. Commun.**, [s. l.], v. 43, p. 191–193, fev./mar./abr. 1995.
- (48) VAN DE BEEK, J. J., SANDELL, M.; BORJESSON, P.O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems. **IEEE Transactions on Signal Processing**, [s. l.], v. 45, n. 7, jul. 1997.
- (49) SCHMIDL, T. M.; COX, D. C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. **IEEE Transactions on Communications**, [s. l.], v. 45, n. 12, p. 1613-1621, dez. 1997.

- (50) MINN, H.; ZENG, M.; BHARGAVA, V. K. On timing offset estimation for OFDM systems. **IEEE Commun. Lett.**, [s. l.], v. 4, p. 242–244, jul. 2000 .
- (51) AFRIC, W.; ZOVKO-CIHLAR, B.; GRGIC, S. Methodology of Path Loss Calculation using Measurement Results. **IEEE Transactions on Communications**, [s. l.], v. 50, p. 495–502, mar. 2007.
- (52) INTERNATIONAL TELECOMUNICATION UNION. **Recommendation ITU-R P.1411-6**: Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz. Estados Unidos, 2012.
- (53) GARCIA-PARDO, C.; LIENARD, M.; DEGAUQUE, P.; MOLINA-GARCIA-PARDO, J. M.; JUAN-LLACER, L. Experimental investigation on channel characteristics in tunnel environment for Time Reversal Ultra Wide Band techniques. **Radio Science**, [s. l.], v. 47, n. 1, não paginado, fev. 2012.
- (54) GOOGLE MAPS. **Visão Aérea Túnel da Grota Funda**. 2020. 1 mapa.
- (55) GOOGLE MAPS. **Visão Frontal da Abertura do Túnel da Grota Funda**. 2020. 1 Fotografia.

ANEXO A - Datasheets de Equipamentos



BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

Features:

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

Electrical Specifications

Parameters	Units	Specifications		
		Minimum	Typical	Maximum
Frequency Range	GHz	1.0		8.0
Small Signal Gain @25°C	dB	30.0	33.0	36.0
Noise Figure @25°C	dB		1.5	2.0
P-1dB Compression Point	dBm	+13.0	+16.0	
Output IP3	dBm	+22.0	+26.0	
Gain flatness	dB		+/-1.5	+/-2.0
Gain Variation	dB		+/-1.5	
Input VSWR			1.8:1	2.2:1
Output VSWR			1.8:1	2.2:1
Reverse Isolation	dB	45.0	51.0	
Non-Harmonic Spurious	dBc			-60.0
Operating Temperature	°C	-40		+85
Survival Temperature	°C	-55		+125
DC Voltage	V	+8.0		+12.0
DC Supply Current	mA	100 mA	120 mA	140 mA
In/Out connectors		SMA Female		
Size	inches	1.5"x1.0"x0.4"		

Product Specifications

MOBILE MARK COMMUNICATION ANTENNAS



RM-WLF Series



MMF3-700 series



MGRM-WLF Series



Direct N Jack (Female)

700 MHz Surface, Mag-mount & Glass Mount

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

The RM-WLF wideband Series are 3 dBi gain broad-band antennas. A ground plane is recommended for best performance. These antennas will operate over the entire 694-894 MHz spectrum, along with 1.7-2.7 GHz high frequency spectrum. The RM-WLF requires a 5/8" hole (16 mm) for mounting and is outfitted with a gasket for weather sealing. The RM-WLF-DN has been added with a direct N Female connector.

A magnetic mount version is available in MGRM-WLF. This model provides all the same performance as the RM-WLF, with a powerful magnet for less permanent installations.

For glass mounting, Mobile Mark's MMF3-700 antennas provide a no-hole installation. This model has two mounting/transfer plates that attach to the inside/outside. They attach using field proven 3M VHB double sided tape. The short flexible whip on the MMF is fixed in vertical position and never needs to be removed, they are car wash proof.

Model Number	Frequency	Description
Model RM-WLF-1C-BLK-12	694-894 MHz & 1.7-2.7 GHz	Body Mount
RM-WLF-DN-BLK	694-894 MHz & 1.7-2.7 GHz	Direct N Jack (Female)
MGRM-WLF-1C-BLK-120	694-894 MHz & 1.7-2.7 GHz	Mag Mount
<u>Color options available for above models</u> WHT-White or BLK-Black		
MMF3-700-1C-BLK-180	694-960 MHz	Glass Mount
RM-MK	Optional pipe mounting kit	
NT-MK	Universal wall/pipe mounting kit	

Specifications			
Frequency:	See above	Case Material:	RM, MGRM: ASA; MM3: ABS
Gain:	3 dBi peak gain	RM Stud Depth:	Mount to 1/2" metal (12.7 mm)
VSWR:	2:1 max over range	Operating Temp:	-40° to +85° C
Nominal Impedance:	50 ohms	Hardware Supplied:	
Maximum Power:		RM Stud Mount	Locknut and gasket
RM & MGRM	35 Watts	MMF Glass Mount	3M VHB tape
MMF	10 watts	Cable:	
Antenna Size/Mount:		RM-WLF-1C	1 ft RG-58 (305 mm)
RM Series	1.75"D x 3"H, 5/8" hole required (45 mm x 76 mm, 16 mm hole)	MGRM Mag	10 ft RG-58 (3 meters)
RM-WLF-DN	1.75"D x 3"H x .63" hole (45 mm x 76 mm, 16 mm hole)	MMF3-700	15ft RG-58 (4.5 meters)
MGRM Mag	2.65" base diameter x 3.62" high (67 mm x 92 mm)	Standard Connector:	SMA Plug (Male)
MMF3-700	2" dia. Mount, 3.75"L Whips (51 mm dia, 95 mm)	DN Connector:	Direct N Jack (Female)
		Shock & Vibration:	
		RM & MGRM	EN 61373, IEEE 1478, MIL 810G TIA-329.2-C
		Dust/Water Ingress:	RM:IP67, MGRM:IPx5

US Office & Headquarters: 3900-B River Road, Schiller Park, IL 60176 Tel: 800-648-2800 or 847-671-6690 Fax: 847-671-6715
UK Office: 106 Anglesey Business Park, Hednesford, Staffs. WS12 1NR UK Tel: (+44) 1543-878343 Fax: (+44) 1543-871714