

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE  
ESCOLA DE ENGENHARIA  
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

Dispersão Temporal do Sinal Rádio Móvel em Parque  
Urbano na Faixa de 2,5 GHz

JORGE CARLOS SANTOS PIRES

Niterói  
2014

JORGE CARLOS SANTOS PIRES

**DISPERSÃO TEMPORAL DO SINAL RÁDIO MÓVEL EM  
PARQUE URBANO NA FAIXA DE 2,5 GHz**

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

Orientadora: Prof<sup>a</sup> Leni Joaquim de Matos, DC

Coorientador: Prof. Leonardo H. Gonsioroski Furtado da Silva, DC

Niterói

2014

**DISPERSÃO TEMPORAL DO SINAL RÁDIO MÓVEL EM PARQUE  
URBANO NA FAIXA DE 2,5 GHz**

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

Aprovado em 31 de março de 2014

Banca Examinadora

---

Prof.<sup>a</sup> Leni Joaquim de Matos, DC - Orientadora  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva,  
DC – Coorientador INMETRO

---

Prof. Júlio César Rodrigues Dal Bello, DC  
Universidade Federal Fluminense

---

Prof. Luiz Alencar Reis da Silva Mello, DC  
Pontífica Universidade Católica do Rio de Janeiro

Niterói

2014

Aos meus pais, ao meu filho Marcos e a  
minha companheira Cristina, pelo amor e  
incentivo nos momentos difíceis.

## AGRADECIMENTOS

A Deus, por me mostrar sempre o caminho certo, apesar do meu livre arbítrio.

A minha orientadora e Prof<sup>ª</sup> Dra Leni Joaquim de Matos e ao meu coorientador Dr. Leonardo Henrique Gonsioroski Furtado da Silva, pelos ensinamentos, compreensão e amizade, fatores preponderantes para que eu lograsse êxito.

Aos Professores, Júlio Dal Bello, Tadeu Ferreira e Murilo Bresciani, que me proporcionaram o conhecimento necessário à implementação deste trabalho.

Aos professores, PhD Gláucio Lima Siqueira e Dr. Luiz Alencar Reis da Silva Mello, pelo apoio técnico prestado para a realização das medições.

Aos oficiais da Marinha do Brasil, Capitão-de-Mar-e-Guerra (RM1) Antonio José da Rosa, Capitão-de-Fragata (EN) Gelza de Moura Barbosa, Capitão-de-Corveta (EN) Rodrigo Alves Natalizi e ao meu orientador pela MB Capitão-de-Corveta Fabiano Vargas da Silva Coelho. Todos me proporcionaram o rumo certo na condução do meu trabalho.

Aos estudantes e amigos, Pedro Eugênio, Gúbio de Oliveira, Igor Silva, Vinicius Puga e Fabiano Assumpção, no apoio às medições e estudos compartilhados.

Ao meu professor e Capitão-de-Mar-e-Guerra (RM1) Nelson André B. G. Nascimento, pelo apoio educacional.

Aos funcionários da Universidade Federal Fluminense pelo apoio e presteza às minhas solicitações.

## RESUMO

O presente trabalho tem por objetivo analisar o comportamento do canal Rádio Móvel na faixa de 2,5 GHz, para três ambientes distintos de vegetação, em um parque urbano. A faixa de frequência escolhida é a mesma utilizada nos sistemas celulares do Brasil, sendo tomadas as características do sistema LTE de 4ª Geração, como a banda larga de sinal e o tipo de modulação. Tal análise foi baseada na determinação de parâmetros que caracterizam a dispersão temporal do sinal nesse ambiente, partindo dos perfis de retardo de potência obtidos através do processamento dos dados coletados nas medições. Parâmetros oriundos da obtenção do perfil de retardo de potência, tais como: retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência também foram obtidos e comparados com resultados obtidos por outros autores.

Palavras – chave: Canal Rádio Móvel, Perfil de Retardo de Potência, Retardo médio, Espalhamento de retardo e Banda de coerência.

## **ABSTRACT**

This work aims to analyze the behavior of the mobile radio channel in the 2.5 GHz band, for three distinct vegetated environments in an urban park. The frequency range chosen is the same used in cellular systems in Brazil, and considered the characteristics of LTE system of the 4th Generation, as the broadband and the modulation technique. This analysis was based on the determination of parameters characterizing the temporal dispersion of the signal in this environment, starting from the power delay profiles obtained by processing the data collected in measurements. Parameters calculated from the acquisition of the power delay profile, such as: mean delay, delay spread and coherence bandwidth were also obtained and compared with articles from other authors.

**Keywords:** Radio Mobile Channel, Power delay profile, Mean Delay, Delay Spread, Coherence Band.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	15
1.1	Histórico	15
1.2	Objetivo	23
1.3	Descrição dos capítulos	25
<b>2</b>	<b>Efeitos de Propagação, Caracterização e Sondagem do Canal</b>	
	<b>Rádionóvel</b>	26
2.1	Efeitos de Propagação	26
2.1.1	Reflexão	27
2.1.2	Difração	28
2.1.3	Dispersão	28
2.1.4	Efeitos dos multipercursos na propagação	29
2.1.5	Deslocamento Doppler	30
2.1.6	Espalhamento Doppler	31
2.2	Caracterização do Canal Rádio móvel	32
2.2.1	Caracterização do Canal Rádio móvel em faixa larga	32
2.2.1.1	Canal Determinístico	33
2.2.1.2	Canal Aleatório	36
2.2.1.3	Canal Real	38
2.2.1.4	Parâmetros de Dispersão	44
2.3	Sondagem do Canal Rádio móvel	47
2.3.1	Modulação OFDM	53
2.3.1.1	Geração, Transmissão e Recepção de um sinal OFDM	54
<b>3</b>	<b>Setup e Ambientes de medição</b>	61
3.1	Setup de Medições	61
3.1.1	Especificação do Sistema de Transmissão	62
3.1.2	Especificação do Sistema de Recepção	66
3.2	Ambiente de Medições	68
3.2.1	Transmissão	68
3.2.2	Recepção	70

<b>4</b>	<b>Processamento e Resultados</b> .....	76
4.1	Processamento nas Rotas A, B e C.....	77
4.2	Resultados da Rota A.....	79
4.3	Resultados da Rota B .....	81
4.4	Resultados da Rota C.....	83
4.5	Distribuição Estatística do Espalhamento de Retardo .....	86
4.6	Comparação e Análise de Resultados .....	88
<b>5</b>	<b>Conclusões</b> .....	91
<b>6</b>	<b>Referências Bibliográficas</b> .....	93
	<b>APÊNDICE “A”</b> : Código desenvolvido para captura de dados .....	96
	<b>APÊNDICE “B”</b> : Valores de Espalhamento de Retardos das Rotas A, B e C.....	101
	<b>APÊNDICE “C”</b> : <i>Datasheets</i> de equipamentos.....	104

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	Tecnologias na evolução do sistema celular .....	22
Figura 1.2	Evolução das Tecnologias celulares no Brasil.....	22
Figura 2.1	Comportamento de um Sinal eletromagnético durante uma reflexão e uma Difração .....	27
Figura 2.2	Exemplo de multipercursos.....	30
Figura 2.3	Ilustração do Efeito Doppler .....	31
Figura 2.4	Modelo Físico do canal no domínio do tempo .....	34
Figura 2.5	Modelo Físico do canal no domínio da Frequência.....	35
Figura 2.6	Diagrama esquemático das funções de transferência nos domínios retardo/doppler e frequência/tempo.....	36
Figura 2.7	Diagrama esquemático das relações entre as Funções de Correlação do Canal ...	38
Figura 2.8	Relações entre as Funções de Correlação dos canais WSSUS.....	42
Figura 2.9	Diagrama de blocos de sondagem por técnica de varredura.....	48
Figura 2.10	Diagrama de blocos de sondagem por pulso periódico .....	49
Figura 2.11	Diagrama simplificado da sonda STDCC .....	50
Figura 2.12	Diagrama simplificado da sondagem em <i>software</i> na técnica de Filtro Casado ...	52
Figura 2.13	Diagrama de blocos da geração e recepção do símbolo OFDM .....	54
Figura 2.14	Posição dos símbolos OFDM .....	55
Figura 2.15	Gerador MG 3700 A utilizado na transmissão.....	57
Figura 2.16	Analizador MS 2962 A utilizado na recepção.....	57
Figura 2.17	Prefixo cíclico OFDM.....	58
Figura 2.18	Símbolo OFDM - componentes I e Q no domínio do tempo e espectro de frequência .....	60
Figura 3.1	Configuração global do <i>Setup</i> de transmissão e recepção e o canal utilizado como meio de transmissão do sinal .....	61
Figura 3.2	<i>Setup</i> de medição no Sistema de Transmissão .....	62
Figura 3.3	Curva de saturação do Amplificador ZHL-16W-43+.....	64
Figura 3.4	Diagrama de Irradiação da Antena Aquário mod. 12023 .....	65
Figura 3.5	<i>Setup</i> de medição no Sistema de Recepção.....	66
Figura 3.6	Visada de 60°, no eixo horizontal, da antena transmissora em relação ao Parque da Quinta da Boa Vista .....	69

Figura 3.7 Vista aérea do Parque da Quinta da Boa Vista.....	69
Figura 3.8 Vista aérea da rota coberta por Vegetação Densa .....	70
Figura 3.9 Rota de Vegetação Densa vista em seu interior .....	71
Figura 3.10 Vista aérea da rota coberta por Vegetação Rala.....	71
Figura 3.11 Rota de Vegetação Rala vista em seu interior.....	72
Figura 3.12 Vista aérea da rota coberta por Vegetação Rala e próximo ao lago .....	72
Figura 3.13 Rota de Vegetação Rala com lago próximo vista em seu interior.....	73
Figura 3.14 Símbolos OFDM capturados – Sinal de 20 MHz.....	74
Figura 4.1 Perfil de Retardo de potência no ponto escolhido no percurso de Vegetação Densa. ....	79
Figura 4.2 Gráficos: Ponto desejado (Lat X Long), perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio do tempo e sinal recebido no domínio da frequência.....	80
Figura 4.3 Perfil de retardo de potência no ponto escolhido no percurso de Vegetação Rala. ....	82
Figura 4.4 Gráficos: Ponto desejado (Lat X Long), perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio do tempo e sinal recebido no domínio da frequência.....	82
Figura 4.5 Perfil de Retardo de potência no ponto escolhido no percurso de Vegetação Rala com lago. ....	84
Figura 4.6 Gráficos: Ponto desejado (Lat X Long), perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio do tempo e sinal recebido no domínio da frequência.....	84
Figura 4.7 Funções de densidade de probabilidade ajustadas aos espalhamentos de retardo na Rota A .....	86
Figura 4.8 Funções de densidade de probabilidade ajustadas aos espalhamentos de retardo na Rota B .....	87
Figura 4.9 Funções de densidade de probabilidade ajustadas aos espalhamentos de retardo na Rota C .....	87

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 Principais padrões de Rádio móvel na América do Norte. ....	19
Tabela 1.2 Principais padrões de Rádio móvel na Europa.....	20
Tabela 1.3 Principais padrões de Rádio móvel no Japão .....	20
Tabela 2.1 Principais Parâmetros dos Sinais OFDM.....	59
Tabela 3.1 Principais parâmetros no gerador MG 3700A.....	63
Tabela 3.2 Principais parâmetros na Fonte DC DIGITAL OS 500 .....	63
Tabela 3.3 Principais parâmetros no Amplificador de Potência ZHL-16W-43+ .....	64
Tabela 3.4 Principais parâmetros na Antena Aquário Mod. 12023.....	64
Tabela 3.5 Especificação dos parâmetros usados no Analisador MS 2962A .....	67
Tabela 3.6 Representação de dados capturados.....	75
Tabela 4.1 Valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida, na posição LAT: -22.9076 e LONG: -43.2254.....	80
Tabela 4.2 Faixas de Variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota A .....	81
Tabela 4.3 Valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida, na posição LAT: -22.9068 e LONG: -43.2265.....	83
Tabela 4.4 Faixa de Variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota B .....	83
Tabela 4.5 Valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida, na posição LAT: -22.9062 e LONG: -43.2225.....	85
Tabela 4.6 Faixas de Variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota C .....	85
Tabela 4.7 Comparação dos resultados obtidos para as Rotas A, B e C.....	88
Tabela 4.8 Comparação dos resultados das Rotas A, B e C com MATOS [7] e com G.G. Joshi <i>et al.</i> [9]. ....	89

## LISTA DE ABREVIATURAS

- AMPS** – *Advanced Mobile Phone System*
- ANATEL** – *Agencia Nacional de Telecomunicações*
- CDMA** – *Code Division Multiple Access*
- CPDP** – *Cellular Digital Packet Data*
- CRM** – *Canal Rádio Móvel*
- CFAR** – *Constant False Alarm Rate*
- DCS** – *Digital Communication System*
- DECT** – *Digital European Cordless Telephone*
- DFT** – *Discrete Fourier Transform*
- DQPSK** – *Differential Quadrature Phase Shift Keying*
- ERMES** – *European Radio Message System*
- ETACS** – *Extended Total Access Communication System*
- FDMA** – *Frequency Division Multiple Access*
- FLEX** – *Level FSK*
- FSK** – *Frequency Shift Keying*
- GSC** – *Golay Sequential Code*
- GSM** – *Global System for Mobile*
- GMSK** – *Gaussian Minimum Shift Keying*
- GPS** – *Global Position System*
- iDen** – *Integrated Digital Enhanced Network*
- IDFT** – *Inverse Discrete Fourier Transform*
- IEEE** – *Institute of Electrical and Electronics Engineers*
- IFFT** – *Inverse Fast Fourier Transform*
- ISI** – *Intersymbol Interference*
- IS 95** – *Interim Standard for US Code Division Multiple Access*
- LTE** – *Long Term Evolution*
- MIRS** – *Motorola Integrated Radio System*
- NAMPS** – *Narrowband Advanced Mobile Phone System*
- NMT** – *Nordic Mobile Telephone*

**OFDM** – *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*  
**PACS** – *Personal Access Communication System*  
**PCS** – *Personal Communication System*  
**PHS** – *Personal Handyphone System*  
**PN** – *Pseudo Noise*  
**POCSAG** – *Post Office Code Standard Advisory Group*  
**PSK** – *Phase Shift Keying*  
**QAM** – *Quadrature Amplitude Modulation*  
**SMR** – *Specialized Mobile Radio*  
**STDCC** – *Swept Time Delay Cross Correlation*  
**TDMA** – *Time Division Multiple Access*  
**US** – *Uncorrelated Scattering*  
**USDC** – *United States Digital Cellular*  
**VNA** – *Vectorial Network Analyser*  
**WSS** – *Wide Sense Stationary*  
**WSSUS** – *Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*

# 1

## Introdução

O estudo da propagação das ondas de rádio torna-se complexo, pois o mesmo envolve muitos fenômenos e se pode afirmar que as características topográficas, as condições meteorológicas e o relevo inosférico têm papéis fundamentais na propagação da onda eletromagnética.

Os serviços de comunicações oferecidos atualmente crescem abruptamente devido à evolução desenfreada das tecnologias empregadas nos sistemas de comunicações. Há algum tempo o mundo não se contenta em apenas simples conversações nos meios de comunicações. Hoje são utilizadas as mais variadas formas de comunicação em voz e dados, principalmente nos meios de comunicações móveis.

Devido a vários fatores destrutivos encontrados no canal de comunicações, o estudo e o aprimoramento caminham lado a lado para a otimização dos sistemas atuais e futuros.

A seguir, é apresentado um histórico sucinto da evolução das comunicações nos últimos séculos e décadas e, em especial, das comunicações móveis.

### 1.1

#### Histórico

A partir do século XIX, as descobertas matemáticas e físicas permitiram um avanço considerável no estudo das ondas eletromagnéticas. Algumas datas e descobertas são destacadas a seguir. Em 1865, James Clerk Maxwell enunciou as suas famosas equações, e previu a possibilidade da existência de ondas eletromagnéticas. Heinrich Hertz comprovou em laboratório, em 1888, a existência das ondas eletromagnéticas. No Brasil, em 1893, Landell Moura estabeleceu radiocomunicação entre o Morro do Sant'Anna e o Morro da Av. Paulista, em São Paulo. Em 1901, Guglielmo Marconi concretizou a primeira radiocomunicação em longa distância, sendo o experimento realizado em ondas longas entre a Inglaterra e a América do Norte.

Em 1934, nos Estados Unidos, as polícias estaduais e municipais adotaram sistemas de comunicação móvel por amplitude modulada (AM) para a segurança pública. Estima-se que, na época, 5 mil rádios foram instalados nos carros da polícia em meados da década de 1930. A demonstração da frequência modulada (FM) foi executada por Edwin Armstrong, pela primeira vez, em 1935. A partir daí, a FM tornou-se a técnica mais importante de modulação utilizada para os sistemas de comunicação móveis em todo o mundo. A segunda Guerra mundial trouxe avanços tecnológicos no que se refere à manufatura e minituarização e as capacidades técnicas conquistadas foram utilizadas em sistemas de rádio e televisão.

Em 1946, as vinte e cinco principais cidades americanas implementaram o primeiro serviço telefônico móvel público. Os sistemas eram constituídos de um único transmissor de alta potência, instalados em torres que cobriam distâncias de 50 km. No final dos anos de 1940, os sistemas de telefone FM utilizavam o modo semiduplex, onde somente uma pessoa poderia falar por vez, do tipo (apertar para falar) e a largura de banda utilizada era de 120 kHz.

Nos anos de 1950 e 1960 foi implementado, nos Estados Unidos, o entroncamento automático de canal sob a sigla IMTS (*Improved Mobile Telephone Service*), contudo o IMTS rapidamente se tornou saturado nos principais mercados. O número de usuários móveis nos Estados Unidos saltou de vários milhares em 1940, para cerca de 1,4 milhão de usuários em 1962. A grande maioria de usuários não podia discar números de telefones de seus veículos, pois os mesmos não estavam inerconectados à Rede Telefônica Pública Comutada.

Segundo informações contidas em Rappaport [1], em meados da década de 1970, o serviço *Bell Mobile Phone* para o Mercado da cidade de Nova York, um mercado de aproximadamente 10 milhões de pessoas na época, só contava com 12 canais e atendia apenas 543 clientes pagantes. Consta em Narashiman [2], que havia uma lista de espera de mais de 3700 pessoas, e o serviço era ineficiente por conta do bloqueio de chamadas e do uso acima dos poucos canais.

Nas décadas de 1950 e 1960, houve, em todo o mundo, o desenvolvimento da teoria de técnicas de rádio telefonia celular. Mouly [3], define o conceito de celular como sendo: “o conceito de dividir uma zona de cobertura (mercado) em pequenas células, cada uma reutilizando partes do espectro para aumentar o uso desse mesmo espectro à custa de uma maior infra-estrutura do sistema”. A ideia

básica da alocação de espectro e rádio – celular é semelhante à utilizada pelo FCC – *Federal Communications Commission*, que aloca estações de televisão ou de rádio com diferentes canais em uma certa região do país, e que realoca os mesmos canais em estações distintas, nas outras regiões em se tenha uma distância suficiente para inibir qualquer interferência entre os transmissores, contudo a telefonia celular conta com a reutilização dos mesmos canais dentro do mesmo mercado ou área de serviço. Ainda em Rappaport [1], tem-se a informação que em 1983, nos Estados Unidos, o FCC alocou para o Sistema de Telefonia Móvel Avançado - AMPS (*Advanced Mobile Phone System*), 666 canais duplex, ocupando 40 MHz de espectro na banda de 800 MHz, onde cada canal corresponde a uma largura de banda unidirecional de 30 kHz, em uma ocupação de espectro total de 60 kHz para cada canal duplex. O AMPS foi o primeiro sistema de telefonia celular que apareceu nos Estados Unidos e o seu desenvolvimento deu-se pela *Ameritech* de Chicago, Illinois.

Para maximizar a capacidade nas comunicações, os sistemas de rádio-celular operam em um ambiente limitado e utilizam planos criteriosos de reutilização de frequência e Acesso Múltiplo por Divisão de Frequência FDMA (*Frequency Division Multiple Access*). No início da década de 1990, os Estados Unidos instalou o primeiro *hardware* do sistema Celular Digital, USDC (*US Digital Cellular*), nas principais cidades norte-americanas. Aos poucos, as operadoras de celular substituíram de forma controlada canais analógicos de único usuário por canais digitais, que admitiam três usuários na mesma largura de banda de 30 kHz. A capacidade oferecida pelo USDC é três vezes a do AMPS. Conforme os avanços que foram alcançados no processamento do sinal digital, em poucos anos, a tecnologia de codificação de voz aumentou a capacidade para seis usuários por canal na mesma largura de banda de 30 kHz.

A Qualcomm Inc, desenvolveu um sistema celular com base em Acesso Múltiplo por Divisão de Código, CDMA (*Code Division Multiple Access*). Este padrão CDMA de banda larga, padronizado pela Associação das Indústrias de Telecomunicações, TIA (*Telecommunications Industry Association*), veio substituir a tecnologia existente. Esse sistema é capaz de suportar um número variável de usuários em canais com largura de 1,25 MHz, utilizando o espectro espalhado com sequência direta. Os sistemas CDMA podem operar com níveis de interferência muito maiores comparados aos aceitáveis pelo sistema AMPS

analógico. A capacidade do CDMA, de operar com uma relação sinal-ruído (SNR) muito menor que as técnicas convencionais de FM de banda estreita, permite que os sistemas CDMA usem o mesmo conjunto de frequências em cada célula, o que oferece uma grande melhoria em capacidade.

Muitos padrões de rádio móvel foram desenvolvidos para sistemas sem fio no mundo. As tabelas 1.1, 1.2 e 1.3 listam os padrões de comunicações de *paging*, sem fio, celular e pessoais, mais comuns na América do Norte, Europa e Japão.

Padrão	Tipo	Ano de Introdução	Acesso múltiplo	Faixa de Frequência	Modulação	Largura de banda
AMPS	Celular	1983	FDMA	824-894 MHz	FM	30 kHz
NAMPS	Celular	1992	FDMA	824-894 MHz	FM	10 kHz
USDC	Celular	1991	TDMA	824-894 MHz	$\pi/4$ -DQPSK	30 kHz
CPDP	Celular	1993	FH/Pacote	824-894 MHz	GMSK	30 kHz
IS-95	Celular/PCS	1993	CDMA	824/894MHz 1,8-2,0 GHz	QPSK/ BPSK	1,25 MHz
GSC	<i>Paging</i>	1970s	Simplex	Várias	FSK	12,5 kHz
POCSAG	<i>Paging</i>	1970s	Simplex	Várias	FSK	12,5 kHz
FLEX	<i>Paging</i>	1993	Simplex	Várias	4-FSK	15 kHz
DCS-1900 (GSM)	PCS	1994	TDMA	1,85-1,99 GHz	GMSK	200 kHz
PACS	Sem Fio/PCS	1994	TDMA/FDMA	1,85-1,99 GHz	$\pi/4$ -DQPSK	300 kHz
MIRS	SMR/PCS	1994	TDMA	Várias	16-QAM	25 kHz
iDen	SMR/PCS	1995	TDMA	Várias	16-QAM	25 kHz

Tabela 1.1 – Principais padrões de Rádio móvel na América do Norte. Fonte

[1]

Padrão	Tipo	Ano de Introdução	Acesso múltiplo	Faixa de Frequência	Modulação	Largura de banda do
ETACS	Celular	1988	FDMA	900 MHz	FM	25 kHz
NMT-450	Celular	1993	FDMA	450-470 MHz	FM	25 kHz
NMT-900	Celular	1979	FDMA	890-960 MHz	FM	12,5 kHz
GSM	Celular/PCS	1993	TDMA	890-960 MHz	GMSK	200 kHz
C-450	Celular	1979	FDMA	450-465	FM	20 kHz/ 10 kHz
ERMES	<i>Paging</i>	1979	FDMA	Várias	4-FSK	25 kHz
CT2	Sem Fio	1993	FDMA	864-868 MHz	GFSK	100 kHz
DECT	Sem Fio	1993	TDMA	1880-1900 MHz	GFSK	1,728 MHz
DCS-1800	Sem Fio/PCS	1993	TDMA	1710-1880 MHz	GMSK	200 kHz

Tabela 1.2 – Principais padrões de Rádio móvel na Europa. Fonte [1]

Padrão	Tipo	Ano de Introdução	Acesso múltiplo	Faixa de Frequência	Modulação	Largura de banda do canal
JTACS	Celular	1988	FDMA	860-925 MHz	FM	25 kHz
PDC	Celular	1993	TDMA	810-1501 MHz	$\pi/4$ -DQPSK	25 kHz
NTT	Celular	1979	FDMA	400/800 MHz	FM	25 kHz
NTACS	Celular	1993	FDMA	843-925 MHz	FM	12,5 kHz
NTT	<i>Paging</i>	1979	FDMA	280 MHz	FSK	12,5 kHz
NEC	<i>Paging</i>	1979	FDMA	Várias	FSK	10 kHz
PHS	Sem Fio	1993	TDMA	1895-1907 MHz	$\pi/4$ -DQPSK	300 kHz

Tabela 1.3 – Principais padrões de Rádio móvel no Japão. Fonte [1]

O desenvolvimento, até o ano de 2000, de padrões para o GSM – *Global System for Mobile*, ou Sistema Global para Comunicações Móveis, que foi considerada a tecnologia móvel mais popular para telefones populares no mundo, foi de responsabilidade da ETSI – *European Telecommunications Standards Institute*. A partir de 2000, várias organizações *standards* ao redor do mundo se juntaram para definir um sistema celular global de 3ª Geração UMTS – *Universal Mobile Telecommunications System*. Desta forma, o sistema de comunicações móveis passou a ser conduzido pela 3GPP – *3rd Generation Partner Ship Project*.

O maior desafio do UMTS foi o de prover um padrão universal para as comunicações móveis pessoais atendendo à grande demanda do mercado, como também oferecer um serviço de qualidade equivalente à rede fixa.

Os Comitês de Padronização, ao se depararem com uma evolução acelerada dos sistemas celulares, resolveram realizar um padrão de longo prazo do UMTS, ou seja, um padrão que permitisse aos sistemas compatíveis com o UMTS, exercer uma competitividade por um período longo, neste caso, 10 anos. Desta forma, surgiu o LTE – *Long Term Evolution*, desenvolvido a partir do trabalho de várias operadoras da Europa, Ásia e América do Norte na especificação de novas tecnologias de Banda Larga Móvel. O LTE é a 4ª geração de tecnologia de Banda Larga móvel e unificou dois padrões de tecnologias 3G, que foram se atualizando, separadamente, durante os anos: o EVDO – *Evolution Data Optimized*, que evoluiu do CDMA2000, como também as tecnologias WCDMA, HSPA e HSPA+. A taxa de pico e a eficiência espectral tornaram-se parâmetros fundamentais na implementação da tecnologia LTE. A taxa de pico corresponde à maior taxa alcançável com toda banda passante dedicada a um usuário, sendo definida como maior que 100 Mpbs no *downlink* e 50 Mpbs no *uplink*. Para conseguir tal velocidade, o LTE utiliza técnicas utilizadas pelas redes WIMAX, dentre elas: a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplex*) e a MIMO (*Multiple Input Multiple Output*). A eficiência espectral do LTE divide a taxa pela banda utilizada, em 20 MHz. Assim sendo, o *downlink* corresponde, no mínimo, a 5 Mbps/Hz e para o *uplink*, 2,5 Mbps/Hz. O LTE poderá possibilitar um novo mercado de serviços e aplicação de conteúdo multimídia e de geoposicionamento voltado para o ambiente *wireless*. Os usuários poderão usufruir mais de aplicativos “pesados”, como vídeos, *blogging*, jogos avançados, multimídia e serviços profissionais disponíveis.

Na figura 1.1 são mostradas as tecnologias envolvidas em cada geração.

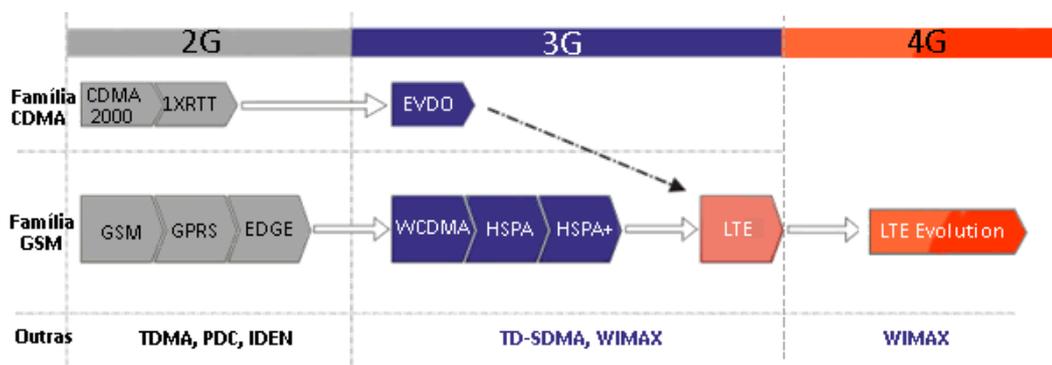


Figura 1.1 – Tecnologias na evolução do sistema celular. Fonte [20]

A telefonia móvel foi introduzida no Brasil em 1972, ainda com o IMTS – *Improved Mobile Telephone System*. Este sistema é anterior à tecnologia celular propriamente dita e, embora permanecesse até 1989, era incipiente, atendendo em aproximadamente 200 terminais em seu ápice. A telefonia celular, de fato, foi introduzida no país em 1984 com o sistema AMPS americano, porém só na década de 1990 o Brasil começou a decolar na comercialização de celulares, com a adoção de novas políticas no país.

A ANATEL, através de licitações, ofereceu ao mercado a frequência de 2,5 GHz para meios urbanos e 450 MHz, para meios rurais. Em 2013, o serviço tornou-se disponível nas principais cidades sede da copa das confederações, desta forma, pode-se realizar testes para atendimento dos requisitos estabelecidos e, em 2014 até a copa do mundo, o 4G deverá estar implementado de forma definitiva. A Fig. 1.2 mostra a evolução das tecnologias celulares no Brasil.

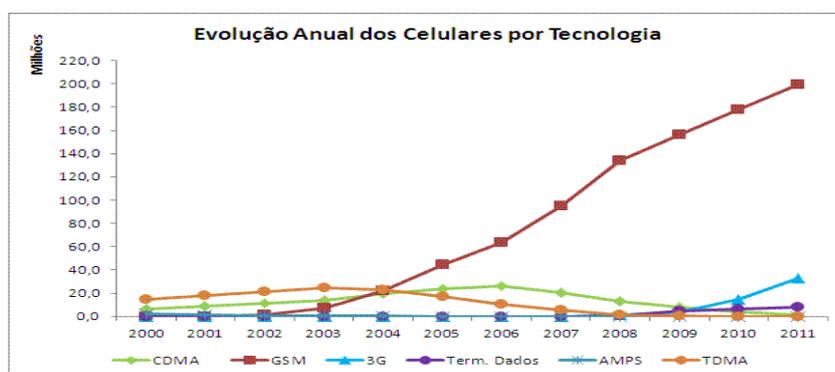


Figura 1.2 – Evolução das tecnologias celulares no Brasil. Fonte [22]

## 1.2

### Objetivo

O presente trabalho tem por objetivo comparar o comportamento do sinal eletromagnético recebido em uma estação móvel, através de três rotas com ambientes distintos de vegetação, situados no Parque da Quinta da Boa Vista, no bairro de São Cristovão, município do Rio de Janeiro. O sinal escolhido e recebido pela estação móvel está na faixa de 2,5 GHz, que é a mesma utilizada nos sistemas celulares nacionais de faixa larga, do tipo LTE e de 4ª geração (4G).

Nos dias atuais, depara-se cada vez mais com questões relacionadas ao meio ambiente. Como reflexos de tais discussões, encontram-se as cidades mais arborizadas, floridas e com um maior número de parques. A motivação para tal pesquisa deve-se ao fato de querer observar e coletar dados para o questionamento principal: Como o sinal se comporta nas comunicações móveis em ambientes distintos de vegetação, diante de tantos fatores que influenciam a sua propagação?

Um fluxo de radiação incidente sobre elementos encontrados em vegetação como: folhas, galhos, frutos, troncos e flores, estarão sujeitos aos processos de espalhamento e absorção. O destino do sinal eletromagnético incidente sobre um destes elementos é dependente das características do fluxo, como: comprimento de onda, ângulo de incidência e polarização, como também, das características físico-químicas dos elementos.

Os principais fenômenos que podem ser citados são: da difração, reflexão e multipercursos, entre outros. Ao se estudar o canal rádio móvel em ambientes tão hostis, é possível se obter informações fundamentais para o bom planejamento dos sistemas móveis. Tais informações servirão de subsídios para se definir, por exemplo: taxa de transmissão, limiares de ruídos, a modulação mais adequada e a equalização. Para que fosse realizado o estudo do sinal eletromagnético, em ambientes heterogêneos de vegetação, optou-se em verificar o comportamento dos parâmetros de dispersão temporal na faixa de 2,5 GHz

Embora sejam encontradas literaturas que contemplem o estudo do canal rádio móvel, não se pode afirmar o mesmo para estudos aprofundados em vegetação. Nesta dissertação, foram utilizados autores reconhecidos como: Rappaport [1], Parsons [4], Bello [5], Yacoub [6], entre outros citados na referência, para que se obtivesse a base matemática e física no desenvolvimento

do presente trabalho. Também foram consultados trabalhos acadêmicos como: Matos [7], Gonsioroski [8], artigos de Joshi [9] e Leni e Gláucio [10], para que se tivesse ao alcance alguma experiência, como também, a aplicação de alguns parâmetros de medições já utilizados com sucesso. Ressalta-se que este estudo serve de base para rádio-comunicações militares em faixa larga como, por exemplo, podemos citar o Exército e os Fuzileiros Navais, que realizam comissões em áreas de muita vegetação. As radiocomunicações privadas também carecem deste tipo de estudo para que tenham bons desempenhos em ambientes de vegetação.

### 1.3

#### **Descrição dos capítulos**

O presente trabalho se encontra dividido em cinco capítulos. Estes capítulos estão organizados conforme descrito a seguir.

No capítulo 1, é apresentado um histórico da evolução das comunicações no mundo e no Brasil até os dias atuais, com a implementação da tecnologia 4G. O objetivo é descrito de forma que se entenda o problema proposto na pesquisa, a motivação e a justificativa para tal.

No capítulo 2, são descritos os fenômenos que ocorrem durante a propagação do sinal, as fórmulas matemáticas e o aspecto físico para se caracterizar o canal radiomóvel. Ao final, são descritas as principais sondagens utilizadas durante a caracterização dos canais radiomóveis, incluindo-se a que foi escolhida para ser utilizada durante as medições para esta dissertação.

O capítulo 3 descreve o *setup* de transmissão e de recepção utilizados durante as medições, onde são também definidas as características principais no ambiente de medições.

No capítulo 4, são descritos o processamento e os resultados obtidos. Neste capítulo também são realizadas as comparações dos valores encontrados entre os diferentes percursos e confrontadas com trabalhos já publicados.

O capítulo 5 finaliza o conteúdo principal desta dissertação, onde são apresentadas as conclusões, com o intuito de responder à problematização definida no objetivo do trabalho. Como forma de dar continuidade a esta dissertação, são sugeridos alguns trabalhos futuros, também no capítulo 5.

O capítulo 6 descreve as referências bibliográficas consultadas. O apêndice A apresenta o programa utilizado em MATLAB para o devido processamento dos dados e o Apêndice B mostra resultados encontrados de Espalhamento de Retardo.

## 2

### **Efeitos de Propagação, Caracterização e Sondagem do Canal Rádior Móvel**

Segundo Rappaport [1], o canal rádio móvel impõe limitações fundamentais para o desempenho dos sistemas de comunicações sem fio. O caminho do sinal entre o transmissor e o receptor pode variar desde a simples linha de visão, até um que seja seriamente obstruído por prédios, montanhas e folhagens. Diferentemente dos canais que são estacionários e previsíveis, os canais de rádio móveis são aleatórios e não oferecem uma análise fácil.

A modelagem do canal de rádio tem sido, historicamente, uma das partes mais difíceis do projeto do sistema de rádio móvel, e normalmente é feita de uma forma estatística, com base em medições realizadas especificamente para o sistema de comunicação.

#### 2.1

##### **Efeitos de Propagação**

Os mecanismos por trás da propagação da onda eletromagnética são diversos, mas geralmente podem ser atribuídos à reflexão, difração e dispersão. A *Reflexão* ocorre quando uma onda eletromagnética em propagação colide com um objeto que possui dimensões muito grandes em comparação com o comprimento de onda que se propaga. Reflexões ocorrem, por exemplo, na superfície da terra, em vegetação, nos prédios e veículos.

A *Difração* ocorre quando o caminho de rádio entre o transmissor e o receptor é obstruído por uma superfície que possui irregularidades. Na maioria dos sistemas, ondas secundárias resultantes das superfícies de obstrução estão presentes pelo espaço e até mesmo por trás do obstáculo, fazendo surgir uma curvatura de ondas em torno do obstáculo, mesmo quando não existe um caminho de linha de visão entre o transmissor e o receptor. A *Dispersão* ocorre quando o meio pelo qual a onda trafega consiste de objetos com dimensões que são pequenas em comparação ao comprimento de onda. As ondas dispersas são produzidas por superfícies ásperas, pequenos objetos, ou por outras

irregularidades do canal. Na prática, a folhagem induz a dispersão em sinal rádio que por ela se propaga.

A maioria dos sistemas de rádio-celulares opera em áreas urbanas, onde não existe um caminho de linha de visada direta entre transmissor e receptor, e onde a presença de prédios muito altos causa perda severa pela difração. Devido a múltiplas reflexões de vários objetos, as ondas eletromagnéticas trafegam por diferentes caminhos de tamanhos variáveis chamados “multipercursos”. A interação destas ondas causa uma distorção de caminhos múltiplos em um local específico e as intensidades das ondas diminuem à medida que a distância entre transmissor e receptor aumenta.

Pode-se destacar, ainda, que o movimento relativo entre a estação-base e a estação-móvel resulta em modulação de frequência aleatória por causa de diferentes deslocamentos Doppler em cada um dos componentes do caminho múltiplo. O deslocamento Doppler será positivo ou negativo, dependendo de o receptor móvel estar se aproximando ou se afastando da estação-base.

A figura 2.1 mostra o comportamento de um sinal eletromagnético durante uma reflexão e difração.

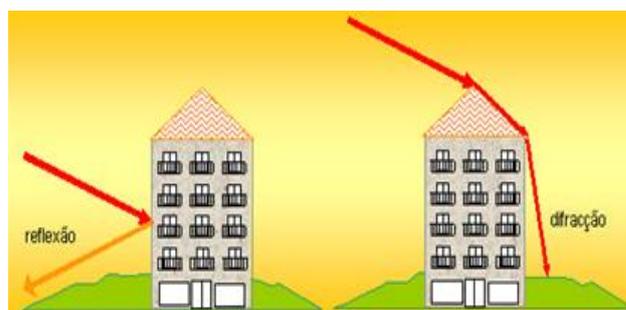


Figura 2.1 – Comportamento de um sinal eletromagnético durante uma reflexão e uma difração. Fonte [21]

### 2.1.1 – Reflexão

Quando uma onda de rádio que se propaga em um meio colide com outro meio de propriedades elétricas diferentes, a onda é parcialmente refletida e parcialmente transmitida. Se a onda plana incidir em um dielétrico perfeito, parte da energia é transmitida para o segundo meio e parte é refletida de volta para o

primeiro meio, e não existe perda de energia por absorção. Se o segundo meio é um condutor perfeito, então toda a energia incidente é refletida de volta ao primeiro meio sem perda. A intensidade do campo elétrico das ondas refletida e transmitida pode ser relacionada à onda original incidente no meio através do *coeficiente de reflexão de Fresnel*. O coeficiente de reflexão é uma função das propriedades do material, e geralmente depende da polarização da onda, ângulo de incidência e frequência da onda em propagação.

### **2.1.2 – Difração**

A difração permite que sinais de rádio se propaguem ao redor da superfície curva da terra, além do horizonte, e por trás de obstruções. Embora a intensidade do campo recebido diminua rapidamente enquanto o receptor se move mais profundamente em direção à região obstruída (sombra), o campo de difração ainda tem força suficiente para produzir um sinal útil.

O fenômeno de difração pode ser explicado pelo princípio de *Huygens*, que afirma que todos os pontos em uma frente de onda podem ser considerados como fontes pontuais para a produção de ondas secundárias, e essas ondas secundárias se combinam para produzir uma nova frente de onda na direção da propagação. A difração é causada pela propagação das ondas secundárias em uma região sombreada. A intensidade do campo de uma onda difratada na região sombreada é a soma vetorial dos componentes de campo elétrico de todas as ondas secundárias no espaço em torno do obstáculo.

### **2.1.3 – Dispersão e Espalhamento**

Quando uma onda de rádio se choca com uma superfície áspera, a energia refletida é espalhada (difundida) em todas as direções, devido à dispersão. Superfícies planas que possuem dimensão muito maior do que um comprimento de onda podem ser modeladas como superfícies refletoras, porém, a aspereza dessas superfícies normalmente induz diferentes efeitos na propagação da onda.

#### 2.1.4 – Efeitos dos multipercursos na propagação

Conforme destaca Yacoub [6], um sinal rádio transmitido de uma estação base alcança a estação móvel com um grande número de ondas dispersas (espalhadas). O espalhamento pode ser provocado por reflexões múltiplas sobre obstáculos irregulares, presença de muitas obstruções, variações da constante dielétrica do meio, entre outros. Devido à aleatoriedade destes fenômenos, o sinal rádio móvel é, geralmente, tratado de forma estatística. A envoltória e a fase do sinal recebido variam aleatoriamente, de acordo com algumas conhecidas distribuições e probabilidade. Em particular, a envoltória segue uma distribuição Rayleigh, em recepção sem visada, ao passo que a fase é distribuída em um alcance  $0-2\pi$  rad.

Pode-se destacar três efeitos principais causados pelos multipercursos ao sinal rádio móvel. Primeiramente, variações rápidas na intensidade do sinal ao longo de pequenas distâncias percorridas, ou durante pequenos intervalos de tempo. Como segundo efeito podemos destacar uma modulação de frequência aleatória devido a deslocamentos Doppler, variantes nas diferentes componentes de frequência recebidas, em função do movimento relativo entre o receptor e os diversos espalhadores que originaram os multipercursos. Finalmente, os retardos de propagação dos sinais que chegam ao receptor por múltiplos percursos provocam um efeito de dispersão temporal (ecos) do sinal original. É importante salientar que as componentes multipercursos, que tanto afetam o canal rádio móvel, chegam à antena receptora não só em tempos diferentes, mas também em direções (ou ângulos) diversos, mesmo quando há condição de visibilidade entre transmissor e receptor.

Devido à forma de variação do sinal transmitido, definem-se ainda os efeitos de propagação denominados de Efeitos de grande escala e Efeitos de pequena escala. O de “grande escala” são devidos aos detalhes genéricos do terreno, da densidade e da altura das construções como, também, da vegetação não tão próxima. Esses efeitos são classificados, estatisticamente, através da média das perdas do percurso, ou seja perdas resultantes do percurso, e do sombreamento lognormal. Os efeitos de “pequena escala” são devidos ao meio local, ou seja, próximo às árvores, construções e outros obstáculos vizinhos, sendo também considerado o movimento da estação receptora através destes meios.

Estes últimos representam uma escala de tempo mais curta e são caracterizados estatisticamente como desvanecimento Rayleigh se a recepção é resultado de multipercursos. Considerar os efeitos de “pequena escala” é importante para o projeto da técnica de modulação e para o projeto geral do Transmissor/Receptor.

A figura 2.2 mostra vários caminhos percorridos pelo sinal original até chegar ao receptor e chamados multipercursos.



Figura 2.2 – Exemplo de multipercursos. Fonte [22]

### 2.1.5 – Deslocamento Doppler

Em Rappaport [1], é visto que para se obter o entendimento do deslocamento Doppler, considera-se uma estação móvel deslocando-se a uma velocidade constante,  $v$ , ao longo de um segmento de caminho com extensão  $d$  entre os pontos X e Y, enquanto recebe os sinais de uma fonte remota  $S$ , conforme demonstrado na fig 2.3. Para simplificar, é mostrada a situação bidimensional, onde é suposto que o raio que chega à estação móvel (EM) é horizontal, ou seja, o ângulo de elevação é nulo. A diferença nas extensões do caminho atravessado pela onda da origem  $S$  até a estação móvel nos pontos X e Y é  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$ , onde  $\Delta t$  é o tempo exigido para a estação móvel passar de X para Y, e é considerado igual nos pontos X e Y, pois a origem é muito distante. A mudança de fase no sinal recebido, devido à diferença nas extensões do caminho, é:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (2.1)$$

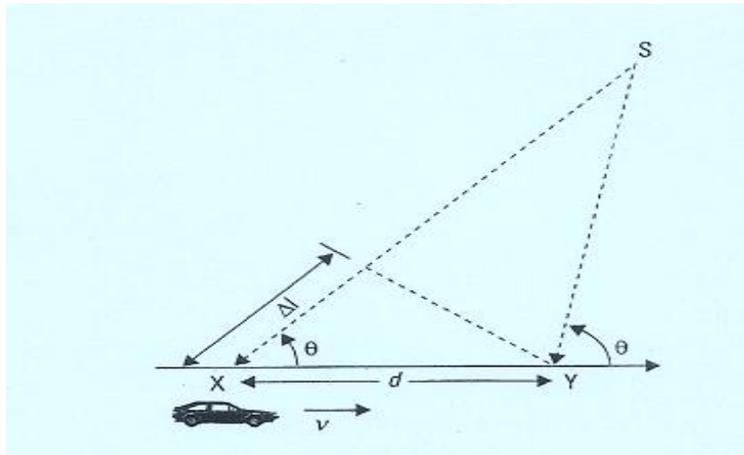


Figura 2.3 – Ilustração do Efeito Doppler. Fonte [1]

Desta forma, a mudança aparente na frequência, ou deslocamento Doppler é dado por  $f_d$ , onde:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = v/\lambda \cdot \cos \theta \quad (2.2)$$

A equação 2.2 relaciona o deslocamento Doppler, a velocidade da estação móvel e ao ângulo espacial entre a direção do movimento da estação móvel e a direção da chegada da onda. Pode-se notar, nesta equação, que se a estação móvel estiver se movimentando na direção da chegada da onda, o deslocamento Doppler é positivo (ou seja, a frequência aparente recebida é aumentada), e se a estação móvel estiver se afastando da direção da chegada da onda, o deslocamento Doppler é negativo (ou seja, a frequência aparente recebida é diminuída)

### 2.1.6 – Espalhamento Doppler

Parâmetro associado à dispersão na frequência de um sinal transmitido ao longo de um canal devido aos multipercursos. O espalhamento Doppler é o desvio padrão eficaz do Deslocamento Doppler e fornece a medida da taxa de desvanecimento do canal, auxiliando na determinação das limitações da taxa de transmissão de dados. O deslocamento Doppler é a frequência média na qual o espectro Doppler se espalha.

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

## 2.2

### **Caracterização do canal Rádionóvel**

Para se caracterizar um canal rádio móvel, pode-se tanto utilizar experimentos em faixa estreita quanto em faixa larga, sendo que diferentes variáveis poderão ser obtidas em cada tipo de experimento. Conforme já dito anteriormente, o presente trabalho ateve-se ao estudo da caracterização do canal rádio móvel em faixa larga e os capítulos sobre caracterização e sondagem se completam, no que se refere à compreensão matemática e experimental da citada caracterização.

#### **2.2.1 – Caracterização do canal rádionóvel em faixa larga**

Consta em Rappaport [1], que as pequenas variações de um sinal de rádio móvel podem estar relacionadas diretamente à resposta ao impulso do canal de rádio da estação móvel. A resposta ao impulso é uma caracterização de canal de banda larga e contém todas as informações necessárias para simular ou analisar qualquer tipo de transmissão de rádio pelo canal. Isso provém do fato de que um canal rádio móvel pode ser modelado como um filtro linear com uma resposta ao impulso variando com o tempo, em que a variação de tempo deve-se à movimentação do receptor no espaço. A natureza da filtragem do canal é causada pelo somatório de amplitude e atrasos das múltiplas ondas que chegam em qualquer instante de tempo. A resposta ao impulso é uma caracterização útil do canal, pois pode ser usada para prever e comparar o desempenho de muitos sistemas de comunicação móveis e larguras de banda de transmissão para determinada condição de canal móvel.

Para o estudo da caracterização do canal de propagação rádio móvel, chega-se a simplificações para o canal real, obtendo-se parâmetros fundamentais a partir do perfil de distribuição da potência recebida no receptor. Embora o canal rádio móvel não seja tido como estacionário, se forem considerados pequenos intervalos de tempo ou curtas distâncias, os mesmos podem ser dito estacionários.

### 2.2.1.1 – Canal Determinístico

Verifica-se em Parsons [4], que o canal rádio móvel é inicialmente tratado como um filtro linear deterministicamente variável no tempo, onde a função do sistema é dada pela resposta do impulso, tendo-se função dual também na frequência.

Quando o sistema (filtro) torna-se aleatoriamente variante no tempo, as funções do sistema tornam-se um processo aleatório. Neste caso, uma caracterização estatística exata do canal linear, variando aleatoriamente no tempo, exige o conhecimento de f.d.p.s multidimensionais não disponíveis. Desta forma, embora aproximadas, 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 Scattering*), as funções de correlação podem ser simplificadas.

De forma resumida, descreve-se a seguir, a filosofia da utilização do canal WSSUS, com o estudo e as considerações dos canais Determinísticos, Aleatórios e Reais. Para tal, foram usadas as deduções de Parsons [4] e o desenvolvimento concatenado encontrado em Matos [7].

Considerando  $h(t;\tau)$ , denominada função de espalhamento de retardo de entrada, como a resposta de um sistema obtida em um instante  $t$ , em consequência a um impulso aplicado há  $\tau$  segundos, pode-se afirmar que este conceito traduz as contribuições recebidas dos diversos espalhadores que colaboram com diferentes percursos, por intermédio da variável de retardo  $\tau$ . A função  $h(t;\tau)$ , é a envoltória complexa da resposta impulso variante no tempo.

Em razão do movimento dos espalhadores, como também do receptor móvel, ocorrerá o deslocamento Doppler que, relacionado com a alteração da frequência, se encontra inserido na envoltória complexa de  $h(t;\tau)$ . Através da transformada dupla de Fourier no tempo e retardo, chega-se a uma função  $H(f;\nu)$ , de frequência e deslocamento Doppler dual de  $h(t;\tau)$ , e denominada de “Função de Espalhamento Doppler de Entrada”.

Considerando-se  $y(t)$  como a envoltória do sinal real  $x(t)$ , entrada cuja resposta ao impulso é  $h(t;\tau)$ , a saída do canal  $z(t)$  será dada por:

$$z(t) = h(t;\tau) * y(t) \implies z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t;\tau)y(t - \tau)d\tau \quad (2.3)$$

onde:

- 1 -  $x(t) = \text{Re}[y(t) e^{j\omega_c t}]$  e  $\omega_c = 2\pi f_c$ , onde  $f_c$  é a frequência da portadora;
- 2 -  $h(t;\tau) = 0, \forall \tau < 0$ ; e  $\tau < t$  garantem a causalidade do sistema;
- 3 - Para canais fisicamente realizáveis, o limite inferior da integração é zero, enquanto o superior é  $T$ , tempo de observação do canal.

Como dito anteriormente, a função  $z(t)$  representa o canal como a soma contínua de espalhadores estacionários. A representação desta função é dada por uma soma discreta, na qual cada espalhador elementar é responsável por retardos na faixa  $(\tau, \tau + i\Delta\tau)$ , sendo também observado, uma flutuação de ganho demonstrado por  $h(t; i\Delta\tau) \Delta\tau$ . Fisicamente, pode-se representá-la como um filtro transversal de linha de retardo, conforme a figura 2.4.

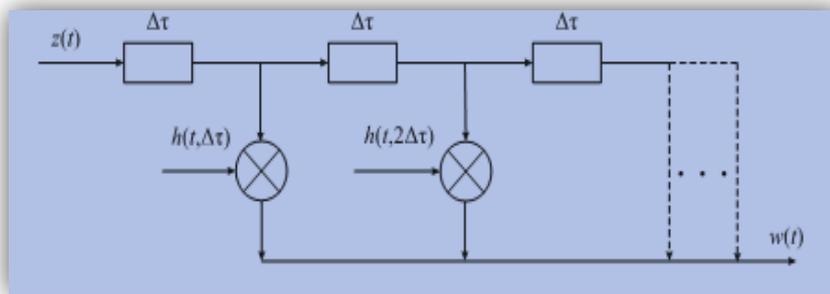


Figura 2.4 – Modelo Físico do canal no domínio do tempo. Fonte [7]

Para Bello [5], a saída do canal no domínio da frequência pode ser dada por:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f; \nu)Y(f - \nu)d\nu \quad (2.4)$$

Pode-se afirmar que, fisicamente, a figura 2.5 representa a equação 2.4. Neste caso é possível observar o comportamento variante no tempo do canal, através da variável de deslocamento Doppler ( $\nu$ ), ao contrário da equação 2.3, onde apenas se observa as contribuições dos espalhadores pelos diferentes comprimentos de percursos ( $i\Delta\tau$ ).

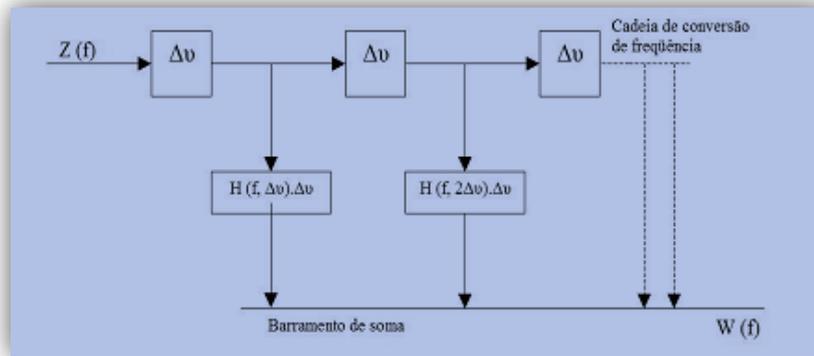


Figura 2.5– Modelo Físico do canal no domínio da Frequência. Fonte [7]

Desta forma, a função  $h(t;\tau)$ , no domínio de tempo/retardos é tida como a função de transferência do canal, a mesma representa o espalhamento temporal do sinal de entrada, enquanto  $H(f,v)$  é a sua expressão dual no domínio da frequência/deslocamento Doppler, demonstrando o espalhamento do sinal de entrada na frequência.

Em Bello [5], pode-se observar a definição de duas funções que se relacionam nos domínios do tempo e da frequência. A primeira é  $S(\tau;v) = F_t\{h(t;\tau)\}$ , que apresenta a transformada direta de Fourier no domínio do tempo da função  $h(t;\tau)$  e representa a função de transferência do canal no domínio retardo/deslocamento Doppler. A segunda função é  $T(f; t) = F_\tau\{h(t; \tau)\}$ , que representa a transformada de Fourier no domínio do retardo da função  $h(t; \tau)$  e demonstra a função do canal na frequência ao longo do tempo, no domínio da frequência/tempo.

A seguir, estão relacionadas a 4 funções que caracterizam o canal, em diferentes domínios e podem ser representadas pelo diagrama da figura 2.6.

$$\left\{ \begin{array}{l} S(\tau; v) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi v t} dt \quad (2.5) \\ T(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.6) \\ H(f; v) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; v) e^{-j2\pi \tau f} d\tau \quad (2.7) \\ H(f; v) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f; t) e^{-j2\pi \tau v t} dt \quad (2.8) \end{array} \right.$$

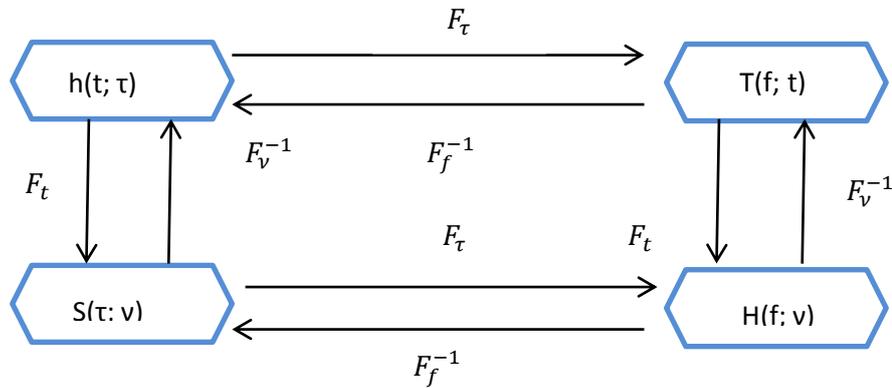


Figura 2.6 – Diagrama esquemático das funções de transferência nos domínios retardo/Doppler e frequência/tempo

Ao se retornar à equação 2.3 do sinal de saída e substituindo a função  $h(t, \tau)$  como a transformada inversa de  $S(\tau, \nu)$ , encontra-se a saída  $Z(t)$  que é a soma da entrada  $y(t)$  retardada aleatoriamente e atenuada por  $S(\tau, \nu) d\nu$ . Por fim, efetuando-se as devidas substituições de (2.6) em (2.8), chega-se a  $H(f, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \right\} e^{-j2\pi \nu t} dt$ . Note-se que a função  $H(f, \nu)$  é a transformada dupla de Fourier, em  $\tau$  e  $t$ , da função  $h(t, \tau)$ .

### 2.2.1.2 – Canal Aleatório

O canal rádio móvel verdadeiramente se comporta como um sistema variável no tempo. Após o estudo do canal determinístico e a dedução de suas funções, pode-se afirmar que tais funções, no canal aleatório, passam a agir como processos estocásticos. Assim sendo, as funções passam a ser representadas pelas funções densidade de probabilidade conjunta multidimensional das variáveis compreendidas no processo.

Sabe-se que a obtenção de tal função é complexa, pois requer um número muito elevado de medidas. Todavia, pode-se aplicar, de forma aproximada, as funções de autocorrelação obtidas das funções encontradas no sistema utilizando-se a modelagem do sinal de saída por um processo Gaussiano, portanto, um método estatístico. É possível, então, se obter as funções de autocorrelação do sinal de saída, a partir do sinal conhecido de entrada.

Desta forma, temos:  $R_Z(t, s)$  é a função autocorrelação do sinal de saída, onde  $\tau$  e  $\xi$  são retardos associados aos instantes de tempo  $t$  e  $s$ , respectivamente, então:

$$R_Z(t, s) = E [z(t) \cdot z^*(s)]$$

onde  $E[.]$  é considerado o valor esperado do produto da saída num instante  $t$  e o complexo conjugado da saída num instante  $s$ .

Ao se substituir a equação 2.3 de  $z(t)$  e considerando a entrada  $y$  determinística, a média aparecerá sobre o produto das funções de transferência, daí tem-se:

$$R_Z(t,s) = E \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(s-\xi) h(t;\tau) h^*(s;\xi) d\tau d\xi \rightarrow$$

$$R_Z(t,s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(s-\xi) [E[h(t;\tau) h^*(s;\xi)]] d\tau d\xi \quad (2.9)$$

onde,  $R_h(t,s;\tau,\xi) = E[h(t;\tau) h^*(s;\xi)]$

Com desenvolvimento similar também podem ser obtidas as seguintes funções:

$$1 - R_Z(\xi,\tau) = E [z(\tau,v) z^*(\xi;\mu)] \rightarrow$$

$$R_Z(\xi,\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau-v) y^*(\xi-\mu) [E[h(\tau,v) h^*(\xi;\mu)]] v d\mu \quad (2.10)$$

onde,  $R_S(\tau,\xi;v,\mu) = E[h(\tau,v) h^*(\xi;\mu)]$

$$2 - R_Z(v,\mu) = E [z(v,f) z^*(\mu;l)] \rightarrow$$

$$R_Z(v,\mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(v-f) y^*(\mu-l) [E[h(v,f) h^*(\mu-l)]] f dl \quad (2.11)$$

onde,  $R_H(v,\mu;f,l) = E[h(v,f) h^*(\mu-l)]$

$$3 - R_Z(f,l) = E [z(f,t) z^*(l;s)] \rightarrow$$

$$R_Z(f,l) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(f-t) y^*(l-s) [E[h(f,t) h^*(l;s)]] t ds \quad (2.12)$$

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

O diagrama da Fig 2.7 demonstra as funções autocorrelações do sistema, as variáveis  $(v,\mu)$  são deslocamentos Doppler associados aos tempos  $(t,s)$  e as variáveis  $(f,l)$  são frequências associadas aos retardos  $(\tau,\xi)$ , respectivamente.

As relações entre as funções contidas no diagrama são descritas pelas seguintes equações:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = F_{t,s} \{ R_h(t, s; \tau, \xi) \} \quad (2.13)$$

$$R_T(f, l; t, s) = F_{\tau, \xi} \{ R_h(t, s; \tau, \xi) \} \quad (2.14)$$

$$R_H(\nu, \mu, f, l) = \left\{ \begin{array}{l} F_{\tau, \xi} \{ R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) \} \\ \text{ou} \\ F_{t,s} \{ R_T(f, l; t, s) \} \end{array} \right. \quad (2.15)$$

$$F_{t,s} \{ R_T(f, l; t, s) \} \quad (2.16)$$

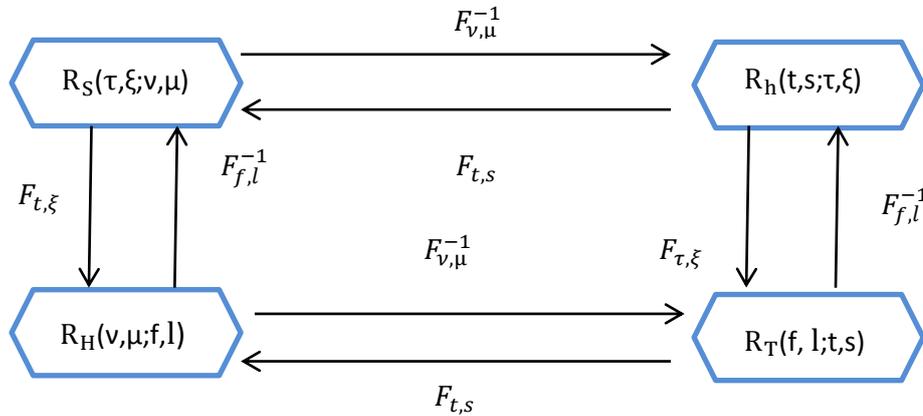


Figura 2.7 – Diagrama esquemático das relações entre as Funções de Correlação do Canal.

### 2.2.1.3 – Canal Real

Para a análise dos canais Reais, ainda em consonância às deduções descritas em Bello [5] e concatenadas em Matos [7], porém de forma resumida, pode-se tecer algumas considerações, como o de supor os canais WSSUS, ou seja, estacionário no sentido amplo com espalhadores decorrelacionados. Esta suposição permitirá a obtenção e algumas simplificações. A suposição de um canal do tipo WSSUS, equivale a tomar curtos intervalos de tempo ou pequenas distâncias, desta forma considera-se à estatística do sinal praticamente estacionária. Ao se considerar, preliminarmente, a estacionariedade no sentido

amplo (WSS), pode-se afirmar que a média estatística não depende do instante de tempo ou do posicionamento, e que a função autocorrelação é invariável a uma translação de tempo ou distância.

Utilizando-se as definições encontradas anteriormente, tem-se:

$$R_S (\tau, \xi; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h (t, s; \tau, \xi) e^{j2\pi(t\nu - s\mu)} dt ds \quad (2.17)$$

$$R_H (\nu, \mu; f, l) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_T (f, l; t, s) e^{j2\pi(t\nu - s\mu)} dt ds \quad (2.18)$$

Ao substituir  $s = \eta + t$ , e aplicando :

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

Obtém-se para as eq. (2.17) e (2.18):

$$R_S (\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_h (\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.19)$$

$$R_H (\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_T (f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.20)$$

Quando  $\nu = \mu$ , ocorre o ponto de existência do impulso  $\delta(\nu - \mu)$ , onde  $R_S$  e  $R_H$  são consideradas não nulas, isto indicando que as variáveis de deslocamento Doppler,  $\nu$  e  $\mu$ , estão descorrelatadas. As densidades espectrais de potência cruzada retardo-Doppler estão evidenciadas pelas integrais nas equações 2.7 e 2.8, que são as transformadas diretas de Fourier, na variável  $\eta$ , das funções de autocorrelação  $R_h$  e  $R_T$ , respectivamente. A primeira representa a densidade espectral de potência de retardos  $(\tau, \xi)$  e deslocamento de frequência  $(\mu)$ , já a segunda representa a densidade espectral de potência de frequência  $(f, l)$  e deslocamento  $(\mu)$ , cujas notações são descritas abaixo:

$$P_S (\mu; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h (\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.21)$$

$$P_H (f, l; \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T (f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2.22)$$

Desta forma concluí-se que: a caracterização WSS no tempo corresponde a uma descorrelação no domínio dos deslocamentos Doppler, e as funções e

autocorrelação, relativas aos deslocamentos, convertem-se à funções de densidade espectral de potência. Assim tem-se:

$$R_S (\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S (\mu; \tau, \xi) \quad (2.23)$$

$$R_H (\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) P_H (f, l; \mu) \quad (2.24)$$

Para um comportamento singular da função  $R_S$ , com relação à variável de deslocamento Doppler, Parsons [4] propõe que: “Em um modelo de canal composto de um número de espalhadores elementares, cada qual produzindo retardo e deslocamento Doppler, as contribuições dos espalhadores elementares são descorrelacionadas se elas produzem diferentes deslocamentos Doppler, pois se estes forem iguais,  $R_S$  e  $R_H$  serão nulos” .

O processo estacionário no sentido amplo também ocorre no domínio da frequência, desta forma pode-se tomar a variável  $\Omega = f-l$ , considerando-se que a função altera apenas com a variação de  $\Omega$ , e não com as frequências propriamente do sistema. Pode-se definir as transformadas inversas, como abaixo:

$$\text{Considera-se a integral: } \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\tau-\xi)l} dl \text{ igual a : } \delta(\tau-\xi) \quad (2.25)$$

$$R_h (t, s; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_T (t, s; f, l) e^{-j2\pi(\tau f - \xi l)} df dl \quad (2.26)$$

$$R_S (\nu, \mu; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_H (f, l; \nu, \mu) e^{-j2\pi(\tau f - \xi l)} df dl \quad (2.27)$$

Ao se considerar  $f = 1 + \Omega \Rightarrow df = d\Omega$ , e aplicando-se nas equações 2.26 e 2.27, obtém-se:

$$R_h (t, s; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T (t, s; \Omega) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\tau-\xi)l} dl e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega$$

$$R_S (\nu, \mu; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H (\Omega; \nu, \mu) \int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\tau-\xi)l} dl e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega$$

Como a integral:  $\int_{-\infty}^{\infty} e^{j2\pi(\tau-\xi)l} dl$  é igual à :  $\delta(\tau-\xi)$ , tem-se:

$$\left[ \begin{array}{l} R_h (t, s; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T (t, s; \Omega) \delta(\tau-\xi) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \\ R_S (\nu, \mu; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H (\Omega; \nu, \mu) \delta(\tau-\xi) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \\ R_h (t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau-\xi) \int_{-\infty}^{\infty} R_T (t, s; \Omega) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \\ R_S (\nu, \mu; \tau, \xi) = \delta(\tau-\xi) \int_{-\infty}^{\infty} R_H (\Omega; \nu, \mu) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \end{array} \right. \quad (2.28)$$

$$\left[ \begin{array}{l} R_h (t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau-\xi) \int_{-\infty}^{\infty} R_T (t, s; \Omega) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \\ R_S (\nu, \mu; \tau, \xi) = \delta(\tau-\xi) \int_{-\infty}^{\infty} R_H (\Omega; \nu, \mu) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \end{array} \right. \quad (2.29)$$

Consideram-se as integrais das equações 2.28 e 2.29 as transformadas inversas das funções autocorrelação em frequência e são, portanto, funções densidades espectrais de potência cruzada retardo-Doppler, ou seja:

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

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

Ao se reescrever as equações 2.28 e 2.29, obtém-se:

$$R_h(t,s;\tau,\xi) = \delta(\tau-\xi) P_h(t,s,\tau) \quad (2.30)$$

$$R_S(v,\mu;\tau,\xi) = \delta(\tau-\xi) P_S(\tau,v,\mu) \quad (2.31)$$

Considerando-se as equações 2.30 e 2.31, descritas acima, observa-se que só existe correlação quando  $\tau = \xi$ , ou seja, os ecos associados a retardos  $\tau$  e  $\xi$  causados por percursos distintos, apresentam descorrelação, donde conclui-se que os espalhadores são descorrelacionados.

Ao se substituir a equação 2.30 na equação 2.21, chega-se a:

$$\begin{aligned} P_S(\mu;\tau,\xi) &= \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta;\tau,\xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta = \int_{-\infty}^{\infty} \delta(\tau-\xi) P_h(\eta;\xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \\ \therefore P_S(\mu;\xi) &= \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\eta;\xi) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \end{aligned} \quad (2.32)$$

Note-se que  $P_S$  é encontrada pela transformada direta da função densidade espectral de potência,  $P_h$ .

Ao reescrever as equações (2.30), (2.31), (2.24) e mais a de  $R_S$ , com as devidas substituições chega-se a:

$$R_h(t,s;\tau,\xi) = \delta(\tau-\xi) P_h(\eta,\mu) \quad (2.33)$$

$$R_S(v,\mu;\tau,\xi) = \delta(\tau-\xi) P_S(\xi,\mu) \quad (2.34)$$

$$R_T(f,l,t,s) = R_T(\Omega,\eta) \quad (2.35)$$

$$R_H(v,\mu;f,l) = \delta(v-\mu) P_H(\Omega;\mu) \quad (2.36)$$

Efetuada-se a substituição da equação 2.35 em 2.22 obtém-se:

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

Note-se que  $P_H$  é obtida pela transformada direta da função correlação  $R_T$ .

Para se chegar às funções de  $P_S$ ,  $P_H$  e  $R_T$ , deve-se tomar a função  $P_h(\eta,\xi)$ , e realizar as devidas transformadas de Fourier. A Fig 2.8 abaixo descreve o relacionamento das densidades espectrais de potência, via transformadas de Fourier, para os canais WSSUS, em pequena escala.

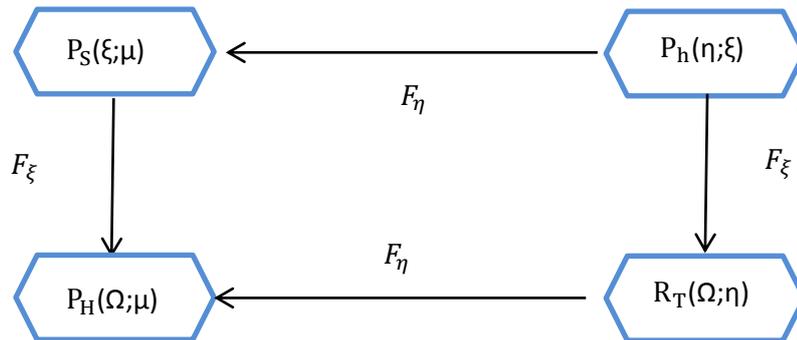


Figura 2.8 – Relações entre as Funções de Correlação dos canais WSSUS.

As funções  $P_h(\eta;\xi)$  e  $P_H(\Omega;\mu)$  são denominadas, respectivamente, perfil de potência de retardo e perfil de Doppler. Ao se observar o diagrama da Fig. 2.8 nota-se, ao se calcular uma das funções, que as demais podem ser obtidas através da transformada de Fourier.

Ao retornar à equação 2.9, de  $R_Z(t,s)$ , definida como a autocorrelação do sinal à saída do canal, e substituindo-se  $s = \eta+t$ , chega-se a:

$$R_Z(t, \eta+t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau) y^*(\eta+t-\xi) R_h(t, \eta+t; \tau, \xi) d\tau d\xi$$

Considerando-se um intervalo nulo ( $\eta = 0$ ), que corresponde a um instante de observação, substituindo-se a equação 2.33 de  $R_h$  e supondo-se uma entrada  $y$  impulsional em  $t = \xi$  ( $\equiv$  faixa larga), obtém-se para a autocorrelação:

$$R_Z(t,t) = P_h(t) \quad (2.37)$$

A equação 2.37 mostra que a autocorrelação  $R_Z$  da função de saída do canal é função da potência média da envoltória da função resposta impulso do canal para  $\eta = 0$ . Desta forma a identidade acima expressa que em canais WSSUS a função de autocorrelação de saída do canal é o próprio perfil da distribuição, no tempo, da potência recebida, quando a entrada é impulsiva com relação a  $P_h(t)$ , ou seja, a duração de entrada  $y(t)$  é muito maior que o espalhamento de retardos dos multipercursos dentro do canal.

A dispersão no tempo, de sinais que trafegam por canais rádio móvel, é representada por esta potência  $P_h(t)$ . Normalmente,  $P_h(t)$  tem sua origem redefinida de forma que o primeiro multipercurso recebido esteja em  $t_0$ , então  $P_h(t-t_0)$  será, doravante representado por  $P_h(\xi)$  onde  $\xi$  significa retardo. Em uma sondagem de canal esta é a potência a ser medida, e note-se que a partir dela qualquer das outras 3 funções vistas no diagrama da figura 2.8 poderá ser determinada por transformada de Fourier.

De forma análoga, pode-se obter o deslocamento Doppler e o Espalhamento Doppler, tomando-se medidas de  $P_H(f)$ , ou seja, obtendo-se  $R_Z(f,f)$ . Desta forma utilizando-se do mesmo raciocínio, chega-se a:

$$R_Z(f,f) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Y(f-\nu)Y^*(f-\mu)R_H(f,l;\nu,\mu) d\nu d\mu \quad (2.38)$$

Tomando-se medidas de  $\Omega = l-f$  e a equação 2.36, de  $R_H(\nu,\mu,f,l)$ , substituindo-se na equação 2.29 e ainda considerando uma frequência única, o que significa  $\Omega = 0$ , e supondo a entrada um impulso na frequência ( $\equiv$  um tom), chega-se a:

$$R_Z(f,f) = P_H(\mu) \quad (2.39)$$

que corresponde a autocorrelação, à saída do canal, como o perfil da distribuição de potência, na frequência, da potência recebida quando tem-se uma entrada

impulsiva em relação a  $P_H(f)$ . A dispersão na frequência para cada frequência do sinal que trafega por canais rádio móveis, é representada por perfis de potência  $P_H(f)$ .

#### 2.2.1.4 - Parâmetros de Dispersão

Em um canal rádio móvel (CRM), ao ocorrer a propagação de um sinal eletromagnético, o mesmo estará sujeito à dispersão tanto no tempo, como na frequência. Este fenômeno se sucede, principalmente, pela ocorrência de multipercursos do sinal emitido pelo transmissor e pela mobilidade.

Dentro do ambiente de CRM encontram-se diversos espalhadores entre o sistema de transmissão e recepção, responsáveis pelas réplicas atenuadas do sinal transmitido que chegam ao móvel com diferentes retardos, causando a dispersão do sinal no tempo. A dispersão no tempo tem a sua caracterização representada por parâmetros como: Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e Banda de Coerência.

Pode-se observar, ainda dentro do ambiente de CRM, que a mobilidade dos objetos refletores no meio de propagação ou da estação receptora, como também a variação dos ângulos de chegada dos multipercursos provocam o efeito Doppler, ou seja, a dispersão do sinal no domínio da frequência. A dispersão do sinal na frequência tem a sua caracterização representada por parâmetros como: Deslocamento Doppler, Espalhamento Doppler e Tempo e Coerência.

Ao se utilizar as medidas do perfil de potência de retardos em determinado instante,  $P_h(\eta = 0; \xi)$ , tem-se:

#### Retardo Médio

Encontra-se o Retardo Médio, efetuado-se o cálculo do tempo médio em que sucedem-se as réplicas de multipercursos, que alcançam a estação receptora do canal rádio móvel, provenientes da estação transmissora.

Tomando-se as medidas do perfil de potência de retardo  $P_h(\xi)$ , o Retardo Médio  $\bar{\xi}$ , definido estatisticamente como o primeiro momento central de  $P_h(\xi)$ , é

dado por:

$$\bar{\xi} = \frac{\int_0^{\infty} \xi P_h(\xi) d\xi}{\int_0^{\infty} P_h(\xi) d\xi} \quad (2.40)$$

### **Espalhamento de Retardo**

Encontra-se o Espalhamento de Retardo  $\sigma_T$  efetuando-se o cálculo do desvio padrão do Retardo Médio  $\bar{\xi}$ . O cálculo do Espalhamento de Retardo permitirá um bom planejamento de um sistema de CRM, no que se refere ao estabelecimento de uma taxa de transmissão que evite a interferência intersimbólica. O Espalhamento de Retardo, definido como estatística de segunda ordem ou desvio padrão, é dado por:

$$\sigma_T = \frac{\int_0^{\infty} (\xi - \bar{\xi})^2 P_h(\xi) d\xi}{\int_0^{\infty} P_h(\xi) d\xi} \quad (2.41)$$

### **Banda de Coerência**

A largura de Banda de Coerência é uma medida aproximada da largura de banda dentro da qual o canal pode ser considerado constante. Um canal será considerado plano quando existe a verificação de uma correlação elevada entre amplitudes espectrais. Desta forma ao se considerar um instante de tempo, o que corresponde  $\eta = 0$ , a Função de Correlação de Frequência será dada por:

$$R_T(\Omega) = \int_0^{\infty} P_h(\eta = 0; \xi) e^{-j2\pi\xi} d\xi \quad (2.42)$$

No que se refere a equação 2.42, a Banda de Coerência  $BW_c$ , é o menor valor de  $\Omega$  para o qual  $R_T(\Omega)$  irá se igualar a um coeficiente de correlação típico de 90%. Ao se traçar a curva de  $R_T$  normalizado x  $\Omega$ , determina-se a Banda de Coerência ( $\Omega$ ) para o coeficiente adotado

### **Deslocamento Doppler**

Ao se propagar um sinal em um ambiente de CRM, o movimento da estação receptora, como também dos espalhadores existentes no ambiente, deverão ocasionar um deslocamento na frequência original, de tal forma que o desvio sofrido pelo sinal transmitido será denominado Deslocamento Doppler. Observa-se que quanto maiores os valores das frequências, maiores deslocamentos Doppler ocorrerão, e conseqüentemente ruídos maiores serão introduzidos no sistema de

recepção. Os ruídos serão originados devido à variação de fase do sinal recebido com o tempo, proporcionando uma modulação em frequência aleatória.

Para se determinar o deslocamento Doppler associado a cada frequência, tem-se:

$$d_D = \frac{\int_0^{\infty} \mu P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu} \quad (2.43)$$

onde para a frequência determinada,  $\Omega = 0$  e  $P_H(\mu)$  representa o Perfil de Doppler associado.

Partindo-se de sondas em que as componentes obtidas da resposta impulso estão em Fase  $I(\xi)$  e Quadratura  $Q(\xi)$ , a resposta complexa  $RI_h$  do impulso será dada por :

$$RI_h(\xi) = I(\xi) + jQ(\xi),$$

Assim para se determinar  $P_H(\mu)$  a partir da resposta ao impulso  $RI_h(\xi)$ , deve-se calcular 2 transformadas, onde tem-se:

$$F_{\eta} \{RI_h(\eta; \xi_i)\} = RI_S(\xi_i; \mu), \text{ e}$$

$$F_{\xi} \{RI_S(\xi_i; \mu)\} = RI_H(\Omega_i; \mu)$$

Ao se efetuar o quadrado do módulo de  $RI_H(\Omega_i; \mu)$ , para cada  $\Omega_i$ , encontra-se o Perfil de Doppler  $P_H(\mu)$ , ou seja  $P_H(\mu) = |RI_H(\mu)|^2$  (2.44)

### **Espalhamento Doppler**

O espalhamento Doppler pode ser definido como uma medida do alargamento espectral causado pela taxa de variação no tempo da mudança espectral. O conhecimento do Espalhamento Doppler permite um bom planejamento de sistemas móveis na especificação de algoritmos adaptativos como controle de ganho automático e circuitos temporizadores.

Para o cálculo do Espalhamento Doppler tem-se:

$$\sigma_D = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\mu - d_D)^2 P_H(\mu) d\mu}{\int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu}} \quad (2.45)$$

### **Tempo de Coerência**

É uma medida do intervalo de tempo para qual o canal pode ser considerado aproximadamente constante no domínio do tempo. Desta forma a resposta ao impulso é essencialmente invariante.

Ao se observar a equação de  $R_T(\eta)$ , define-se que o tempo de coerência  $T_c$  é o menor valor dado a  $\eta$ , e para o qual  $R_T(\eta)$  se igualará a um coeficiente de correlação adequado. Ao se dar valores a  $\eta$ , pode-se traçar a curva  $R_T$  normalizado x  $\eta$ , e se determinar o tempo de coerência ( $\eta$ ) para o coeficiente adotado.

$$R_T(\eta) = \int_0^{\infty} P_H(\mu) e^{+j2\pi\eta\mu} d\mu \quad (2.46)$$

Ressalta-se que quando utiliza-se amostras dos parâmetros de dispersão, as integrais passam a somatórios discretos.

## **2.3**

### **Sondagem do Canal Rádio Móvel**

Para se efetuar a sondagem do Canal Rádio Móvel - CRM, diversas técnicas podem ser utilizadas. A mesma pode ser realizada em faixa estreita ou faixa larga e, ainda, no domínio do tempo ou da frequência.

Na presente dissertação, os resultados posteriormente descritos foram obtidos em um experimento realizado em transmissão faixa larga, caracterizados no domínio do tempo e utilizando-se da técnica de convolução do filtro casado.

Na sondagem do CRM, em que foi utilizada a técnica do filtro casado, optou-se pela modulação OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), que foi empregado com sucesso em Gonsioroski [8], em sondagens de faixa larga em zonas suburbana e urbana, e o sinal de OFDM gerado corresponde ao preconizado em Rappaport [1]. A modulação OFDM encontra-se detalhada no subitem 2.3.1.

A seguir, algumas técnicas que normalmente são utilizadas em sondagem de CRM, estão descritas de forma breve, sendo que a técnica do filtro casado utilizada para se obter os resultados da potência de perfil de retardos é apresentada de forma detalhada.

Pode-se citar como exemplo as seguintes técnicas de sondagem: Técnica de varredura em frequência, Sondagem por pulso periódico, STDCC (*Swept-time Delay Cross Correlation*) – Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada e, por fim, a de Filtro Casado.

### **Técnica de Varredura em Frequência:**

A técnica de varredura em frequência é utilizada efetuando-se uma varredura contínua em frequência, conhecida como *chirp*, sendo o experimento realizado com o emprego de um equipamento VNA (*Vectorial Network Analyzer*), ou seja, analisador vetorial de rede. O receptor deve se encontrar estacionário para que se evite a variação da resposta em frequência durante o tempo da varredura. A varredura deverá ser instantânea, pois através da teoria de canal, cada instante corresponde a um perfil de  $R_T$ . A figura 2.9 mostra um diagrama de blocos da sondagem por técnica de varredura.

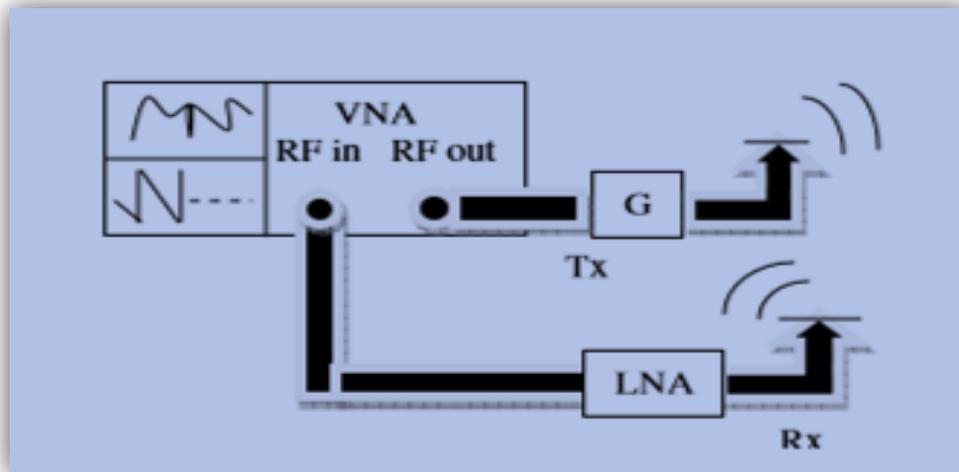


Figura 2.9 – Diagrama de blocos de Sondagem por técnica de varredura.

Fonte [7]

### Sondagem por pulso periódico :

A sondagem por pulso periódico é efetuada ao se transmitir um trem de pulsos periódicos estreitos, não haverá detecção adequada dos multipercursos considerados de baixas potências, pois os transmissores pulsados são limitados na potência de pico. Esta técnica é utilizada para curtas distâncias, em geral em ambientes *indoor*.

Na figura 2.10 é apresentado um diagrama de blocos de um sistema de recepção e transmissão de sondagem por pulso periódico.

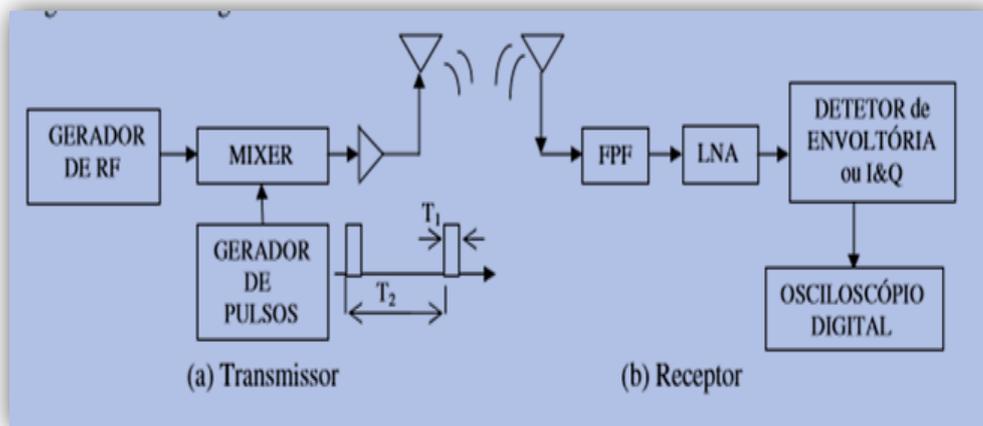


Figura 2.10 – Diagrama de blocos de sondagem por pulso periódico. Fonte [7].

As duas técnicas que serão vistas a seguir, tanto a Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada, como a técnica de filtro casado, utilizam-se da teoria na qual a resposta de um sistema linear ao impulso pode ser avaliada aplicando-se o ruído branco associado a algum método de correlação. Na impossibilidade de se obter um ruído branco, adota-se o emprego de uma sequência binária pseudo-aleatória, conhecida como PN (*Pseudo-Noise*), que é um sinal de faixa larga, proporcional à taxa da PN.

**Varredura de Retardo de Tempo e Correlação Cruzada (STDCC –Swept time delay cross correlation):**

Esta técnica foi utilizada com sucesso por Matos [7]. Na recepção, a sequência PN transmitida é correlacionada com uma outra idêntica, porém com uma taxa ligeiramente maior. Haverá um pico de correlação, todas as vezes que a sequência transmitida se alinhar com a sequência do receptor. Isto ocorre quando o “correlator deslizante” é implementado através da combinação das duas sequências. Quando não existe alinhamento entre as duas sequências, a combinação entre as duas espalha o sinal que chega ao receptor numa banda tão larga quanto a faixa da PN da recepção. Não há necessidade da sequência transmitida estar sincronizada com a PN gerada no receptor, pois o “correlator deslizante” conseguirá sempre alinhar uma a outra, já que as duas são ligeiramente diferentes. Por ocorrerem multipercursos, o sinal transmitido proporcionará réplicas com atraso e atenuadas e as mesmas chegam ao receptor gerando pulsos estreitos de correlação com diferentes amplitudes e retardos. O período de repetição ocorre de tal forma que as réplicas de um pulso tornam-se visíveis, antes do aparecimento do próximo pulso.

A figura 2.11 mostra um diagrama simplificado da sonda STDCC, para uma análise de sinais I e Q na saída do receptor. Foi adotado para o experimento, um sinal de teste que é uma sequência PN, de 511 bits e taxa de 9,99 MHz, modulando uma portadora de RF e 1880 MHz. Foram utilizados padrões de frequência estáveis de rubídio de 10 MHz, para servir como referência, na geração de todas as frequências, tanto do transmissor quanto do receptor.

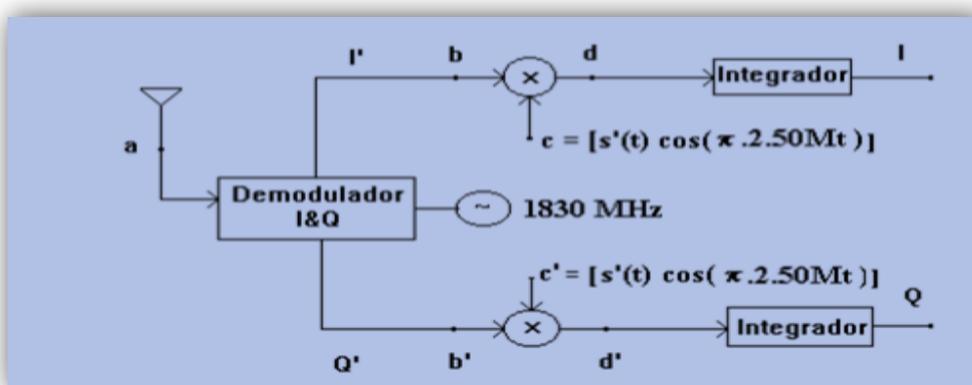


Figura 2.11 - Diagrama simplificado da sonda STDCC. Fonte [7]

### **Convolução por Filtro Casado:**

Considerando que  $s(t)$  é um sinal de transmissão que se propaga através de um canal sujeito a multipercursos e que  $s'(t)$  é o sinal resultante da soma de  $N$  multipercursos do sinal transmitido que chega à recepção, tendo ainda, amplitude  $a_i$ , retardo  $\tau_i$  e fase  $\varphi_i$ , pode-se chegar à:

$$s'(t) = \sum_{i=1}^N a_i e^{j\varphi_i} s(t - \tau_i) \quad (2.47)$$

Ao considerar  $C_i$  como amplitude complexa do multipercurso, ou seja  $C_i = a_i e^{j\varphi_i}$ , e  $h(t)$  como a resposta impulso do canal, tem-se:

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

Ao se coletar amostras complexas do sinal complexo  $s'(t)$ , no receptor, as mesmas passam por um filtro casado, realizado em *software*, em que a função é:  $h_{FC}(t) = s(-t)$ , obtendo-se à saída do filtro:

$$\begin{aligned} y(t) &= h_{FC}(t) * s'(t) \\ y(t) &= \sum C_i R_S(t - \tau_i) \end{aligned} \quad (2.48)$$

A equação 2.48 demonstra que o sinal  $y(t)$ , à saída do filtro casado, é uma soma de  $N$  correlações do sinal original transmitido, sucedendo-se nos retardos  $\tau_i$ , cujas amplitudes complexas são conduzidas por  $R_S$ .

Ao se considerar  $s(t) = \delta(t)$ , chega-se à:

$$\begin{aligned} h(t) * \delta(t) &= \sum C_i(t - \tau_i), \text{ daí tem-se:} \\ \therefore h(t) &= \sum C_i(t - \tau_i) = s'(t) \end{aligned} \quad (2.49)$$

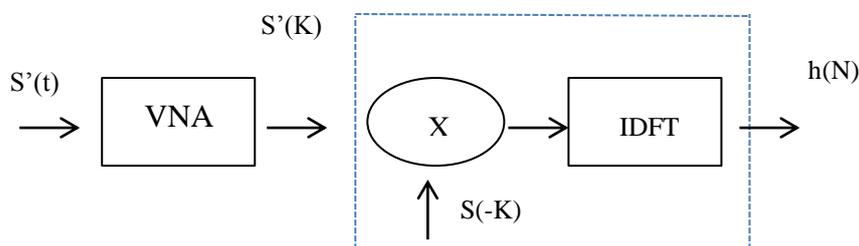
Ao analisar a equação (2.49), conclui-se que a função de transferência do canal  $h(t)$  é o conjunto de multipercursos que alcança o receptor.

Para se obter uma boa estimativa da função de transferência do canal, é necessário que se origine um sinal de transmissão  $s(t)$  o mais próximo possível do impulso. Desta forma, observa-se que  $y(t)$  estará muito próxima de  $h(t)$ .

Em experimentos reais, sabe-se que não é possível gerar impulsos, assim, utilizam-se pulsos de curta duração e a autocorrelação é quem será a responsável pela precisão da estimativa.

Em geral, para a técnica de filtro casado tem-se empregado o LFM *Chirp* (Sinal de Modulação de Frequência Linear, aplicado em sinais digitais) e a sequência PN, sendo este último, como já dito anteriormente, o sinal que foi utilizado para o experimento descrito neste trabalho. Uma vantagem ao se aplicar o filtro casado é que não há necessidade de se gerar uma PN na estação receptora. A gravação do sinal, empregando a técnica do Filtro Casado, poderá ser realizada tanto em *hardware*, como em *software*, sendo a última bem mais simples e adotada neste trabalho.

A figura 2.12 exemplifica a sondagem em *software* na técnica do Filtro Casado, descrevendo a dinâmica de recebimento e processamento do sinal PN da seguinte forma: O equipamento VNA adquire as amostras do sinal  $s'(t)$ , através de programas afins, e tais amostras são enviadas para um computador. Calcula-se a transformada de Fourier de  $s'(t)$  e tem-se  $S'(K)$ . De posse do sinal original na transmissão  $s(t)$ , encontra-se o seu complexo conjugado que é  $s(-t)$ , que corresponde à função de filtro casado, calcula-se a seguir a transformada deste último, chegando-se a  $S(-K)$ . Para o objetivo final mixa-se  $S'(K)$  com  $S(-K)$ . De posse deste último resultado, calcula-se a IDFT e tem-se a resposta impulso, como um conjunto de multipercursos relativo às correlações, denominada  $h(N)$ .



FILTRO CASADO DISCRETO

Figura 2.12 - Diagrama simplificado da sondagem em *software* na técnica de filtro casado.

### 2.3.1 - Modulação OFDM

Pode-se definir OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), ou modulação por divisão ortogonal de frequência, como uma técnica de transmissão paralela de símbolos sequenciais de dados em diversas subportadoras com modulação QAM (*Quadrature Amplitude Modulating*), - modulação de amplitude em quadratura, ou PSK (*Phase Shift Keying*), - modulação por deslocamento de fase, diferente dos sistemas de modulação com portadora única, onde cada símbolo de dados, que representa os bits do sinal de informação codificados, é transmitido em sequência e modulado em uma única frequência, ocupando toda a faixa do canal.

A técnica de transmissão, também denominada modulação OFDM, tem conseguido obter excelentes resultados, contrário aos efeitos negativos causados pelo desvanecimento multipercurso ocorrido em CRM. Esta técnica utiliza diversas subportadoras ortogonais para a transmissão de um sinal e a característica de ortogonalidade entre subportadoras implica que o espaçamento entre elas, é igual ao inverso da duração de um símbolo. A técnica OFDM tem, em sua definição, a palavra multiplexação, mas o que ocorre nesta técnica é a transmissão paralela de uma sequência de bits originalmente única.

Na década de 1960, Chang [11], foi o primeiro a propor um sistema que utilizasse nas transmissões o conceito de dados em paralelo e multiplexação por divisão em frequência, ou seja, FDM (*Frequency Division Multiplexing*). Nesta oportunidade, foi apresentado o princípio básico para a transmissão de mensagens através de um canal limitado em faixa sem interferências entre símbolos (ISI) e entre canais (ICI).

Em 1971, Weinstein e Ebert [12], publicaram estudos sobre a transmissão OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), empregando a DFT (*Discrete Fourier Transformation*) na modulação e demodulação dos sistemas com múltiplas portadoras. Esta técnica permitiu suprimir osciladores e filtros analógicos para as subportadoras. Ainda nos estudos realizados por Weinstein e Ebert [12], foi introduzido na modulação OFDM o conceito de intervalo de guarda entre símbolos. Tal feito foi importante, mas não alcançou uma perfeita ortogonalidade, contudo Peled e Ruiz [13], resolveram por completo este problema através da inclusão do Prefixo Cíclico (CP).

Na década de 1960, a tecnologia OFDM foi amplamente utilizada pelos militares em vários projetos de alta frequência, entre eles, os modems Kinoplex e Kathrin, contudo somente na década de 1980 iniciaram-se os estudos de modems de alta velocidade e, finalmente, em 1985 a modulação OFDM foi colocada à prova para as comunicações sem fio.

### 2.3.1.1- Geração, Transmissão e Recepção de um sinal OFDM

Na geração de um sinal com modulação OFDM é utilizado, na entrada de dados, um conversor série/paralelo com o intuito de dividir a *string* de bits de acesso a esta entrada. Os múltiplos quadros criados, após a conversão, são introduzidos em um codificador QAM, que mapeia os bits em pontos da constelação QAM. A IFFT irá combinar todas as frequências, para gerar a forma de onda que será transmitida no domínio do tempo.

Na recepção do sinal, a FFT fará o processo inverso da transmissão, convertendo a forma de onda para o domínio da frequência. Posteriormente, o sinal passará por um mapeamento inverso e, finalmente, ocorrerá a conversão paralelo/serial.

A figura 2.13 mostra um diagrama de blocos com a geração e recepção de um sinal OFDM e a figura 2.14, a disposição dos símbolos OFDM.

O sinal modulado OFDM antes de ser transmitido ainda sofre a inserção do prefixo cíclico, como intervalo de guarda entre os símbolos OFDM, que será detalhado posteriormente e está representado na figura 2.17.

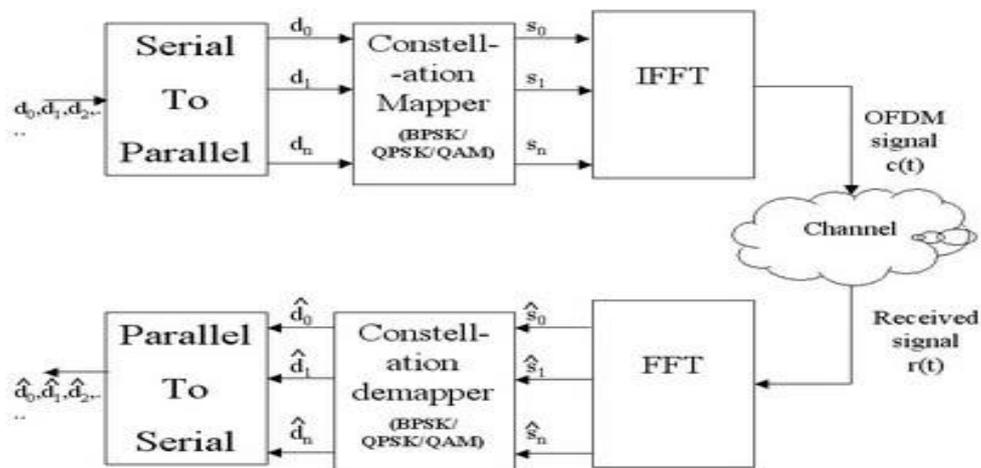


Figura 2.13 - Diagrama de blocos da geração e recepção do símbolo OFDM.

Fonte [23].

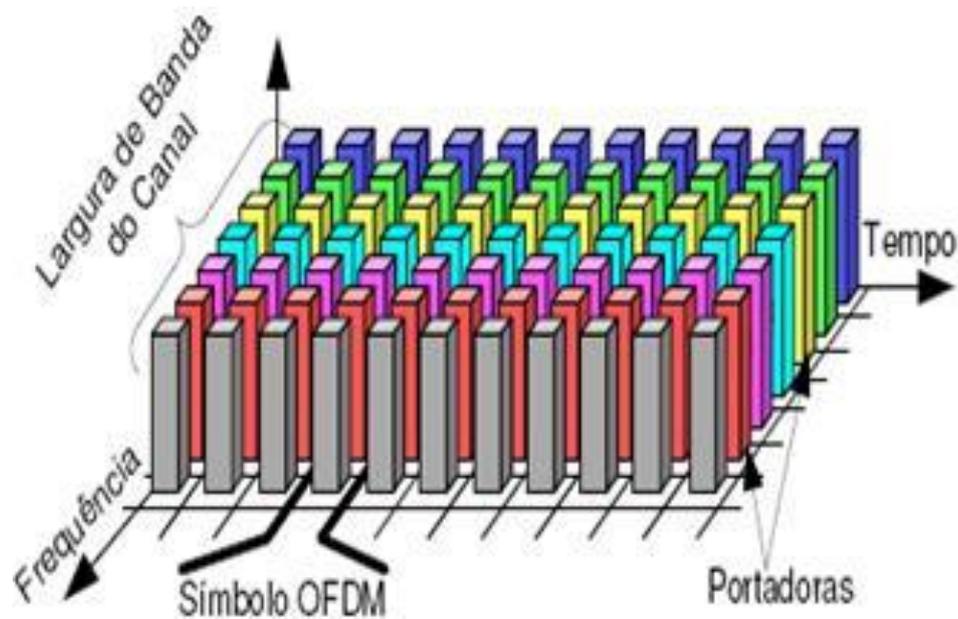


Figura 2.14 – Posição dos símbolos OFDM. Fonte [24].

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

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

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

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

$T_S$  representa a duração do símbolo, já  $\Delta f$  simboliza o espaçamento entre as subportadoras.

Como visto anteriormente, a condição de ortogonalidade deverá estar presente para que ocorra a demodulação no receptor. A duração do símbolo deverá ser longa o suficiente, de tal forma que  $T_S \Delta f = 1$ , então temos que  $\varphi_k(t) = e^{j2\pi f_k t}$  se converte em um conjunto de funções ortogonais entre si para os diferentes valores de  $k$ .

Conforme demonstração matemática, considera-se a função  $\varphi_l(t) = e^{j2\pi f_l t}$ , então o produto escalar de  $\varphi_k(t)$  e  $\varphi_l(t)$  será,

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

e sabe-se que  $\delta[k - l]$  é uma função impulso definida como,

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

Assim sendo, o produto escalar entre funções adjacentes será sempre nulo, ocorrendo, exclusivamente, quando  $k = l$  e desta forma fica caracterizada a ortogonalidade entre as funções.

Com condição de ortogonalidade satisfeita, os símbolos complexos gerados e transmitidos podem ser detectados no receptor pela transformada direta de Fourier do sinal OFDM,  $s(t)$ , capturado pelo receptor na saída do canal.

Considerando o sinal capturado da forma:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} S_k \varphi_k(t)$$

então:

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

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

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

### **Processo de Criação dos sinais de teste OFDM para a Sondagem do Canal**

No presente trabalho, a geração e captura dos dados respectivos à sondagem, foram realizados com os equipamentos MG 3700A e MS 2962A, respectivamente gerador e analisador vetoriais de sinais. Os dois equipamentos são limitados tecnicamente em relação à frequência de amostragem e o sinal de OFDM que foi criado, foi relacionado a taxas pré-estabelecidas do analisador. Para atender ao teorema de Nyquist, optou-se por uma taxa de amostragem de 50 MSPS (MegaSamples per Second), que foi relacionada à banda de sinal de OFDM de 20 MHz aplicada ao experimento. Tais parâmetros escolhidos foram os mesmos utilizados, com sucesso, em Gonsioroski [8]. As figuras 2.15 e 2.16 apresentam os equipamentos MG 3700A e o MS 2962A.



Figura 2.15– Gerador MG 3700A utilizado na transmissão.



Figura 2.16– Analisador MS 2962A utilizado na recepção

Conforme pode ser observado na figura 2.17, o sinal no domínio do tempo é amostrado em intervalos iguais, sendo  $t_s$  denominado intervalo de amostragem. Pode-se também observar  $F_s$ , que é denominada frequência de amostragem, conseqüentemente, o inverso do intervalo de amostragem. Lembrando que a Transformada Rápida Direta de Fourier (FFT) é capaz de transladar um sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência, em intervalos discretos, cada ponto vermelho do sinal no domínio do tempo na Figura 2.17, representa uma amplitude amostrada, pela aplicação da FFT no mesmo. No tempo, o período útil do símbolo é dado por:

$$T_u = t_s \cdot N_{FFT} = \frac{1}{F_s} \cdot N_{FFT}$$

onde:  $T_u$  é período útil do símbolo OFDM e  $N_{FFT}$  é a quantidade de amostras geradas pela operação da Transformada Rápida de Fourier do sinal no domínio do tempo. O tempo total do símbolo OFDM será o somatório do período útil com o período referente ao intervalo de guarda  $T_g$ .

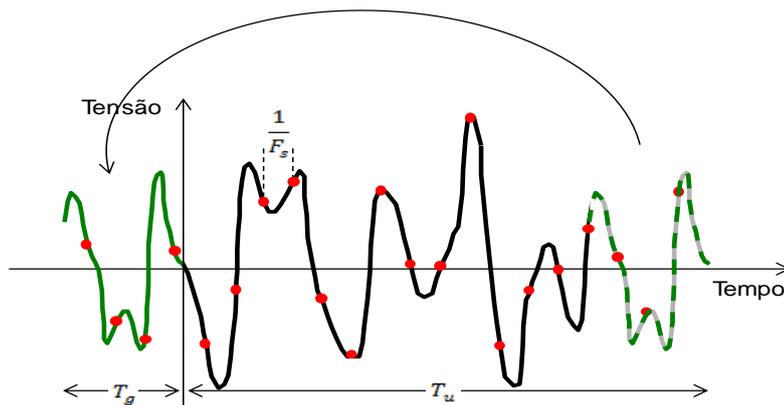


Figura 2.17– Prefixo cíclico OFDM. Fonte [8]

Ressalta-se que os parâmetros relevantes do sinal OFDM são a frequência de amostragem, o fator de sobreamostragem, o número de pontos da Transformada de Fourier implementada com o algoritmo da FFT e o prefixo cíclico. Os valores adotados no presente trabalho, estão dispostos na tabela 2.1.

Na geração de um sinal OFDM de 20 MHz de largura de banda, utilizou-se uma FFT de 1024 portadoras, contudo, apenas 800 são portadoras de dados (o que representa os 20 MHz de largura de banda). As que restaram foram ocupadas com zeros. Com a sobreamostragem e a inserção do prefixo cíclico de 1/16, o número total de amostras do sinal OFDM resultante passou a ser de 2176. Assim sendo, o período total do símbolo OFDM foi igual a:

$$T_b = \frac{1}{F_s} \cdot N_a = \frac{2176 \text{ amostras}}{50 \cdot 10^6 \text{ amostras/s}} = 43,52 \mu s$$

onde:  $T_b$  é período do símbolo OFDM e  $N_a$  é o número de amostras geradas pela operação da Transformada Rápida de Fourier do sinal no domínio do tempo, mais a adição das amostras do prefixo cíclico.

Parâmetro	Valor	Unidade de Medidas
Largura do Canal [BW]	20	MHz
Tamanho da FFT [ $N_{FFT}$ ]	1024	Amostras
Fator de Amostragem	2	-
Frequência de Amostragem [Fs]	50	M amostras/seg
Prefixo Cíclico [CP]	1/16	Amostras

Tabela 2.1: Principais Parâmetros dos Sinais OFDM

No presente trabalho, empregou-se a técnica de filtro casado para a sondagem do canal e amostras de dados que correspondem à sequência pseudo-

aleatória ambos já citados anteriormente. O sinal OFDM gerado carregou uma PN como amostras de dados e a técnica de sondagem do filtro casado foi realizada na recepção do sinal, para que pudessem ser obtidos os perfis de retardo. Com apoio do *software* MATLAB foi possível a geração do sinal em componentes de fase (I) e quadratura (Q) no formato texto (.txt). O mesmo foi convertido para o formato (.wvi), que é característica do Gerador de Sinais MG3700 da Anritsu. Tal conversão foi implementada pelo *software* IQProducer®, onde *gaps* de 200 amostras nulas foram inseridos entre os símbolos, com o intuito de tornar a identificação dos símbolos OFDM no receptor mais inteligível.

A sequência PN foi gerada em MATLAB, pelo mesmo código utilizado em Matos [7] e foi, posteriormente, modulada em OFDM utilizando o código mostrado no apêndice A. O sinal OFDM é mostrado na Figura 2.18.

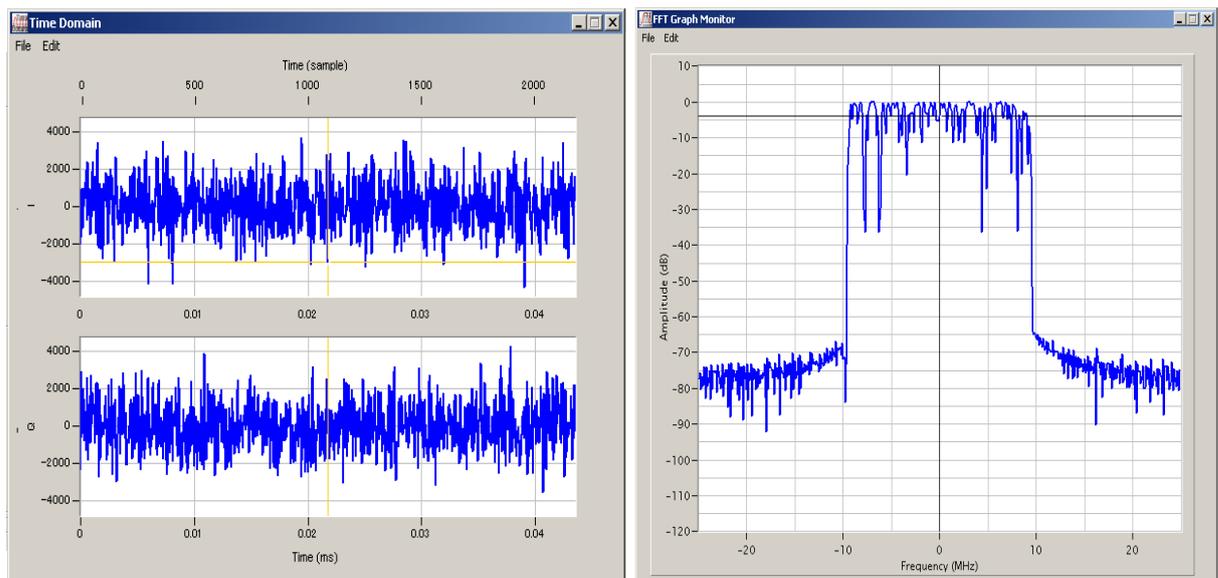


Figura 2.18 –Símbolo OFDM - componentes I e Q no domínio do tempo e espectro de frequência - *Software* IQProducer.

### 3

## **Setup e Ambiente de Medição**

Neste capítulo é apresentado o *setup* de medidas, onde são expostos todos os equipamentos e acessórios envolvidos no experimento. Ainda no capítulo 3, é demonstrado o ambiente de medições com suas particularidades específicas, atreladas ao objetivo deste trabalho.

### 3.1

#### **Setup de Medições**

A figura 3.1 mostra de forma abrangente o *setup* de medições que foi montado para a coleta de dados do experimento. Nos itens subsequentes são apresentados de forma mais específica, os equipamentos e as configurações sistêmicas que foram utilizadas, tanto na transmissão, como na recepção.



Figura 3.1 – Configuração global do *Setup* de transmissão e recepção e o canal utilizado como meio de transmissão do sinal.

### 3.1.1- Especificação do Sistema de Transmissão

A figura 3.2 mostra a configuração sistêmica de transmissão sendo os equipamentos empregados apresentados, individualmente, com os seus respectivos parâmetros utilizados durante a transmissão.

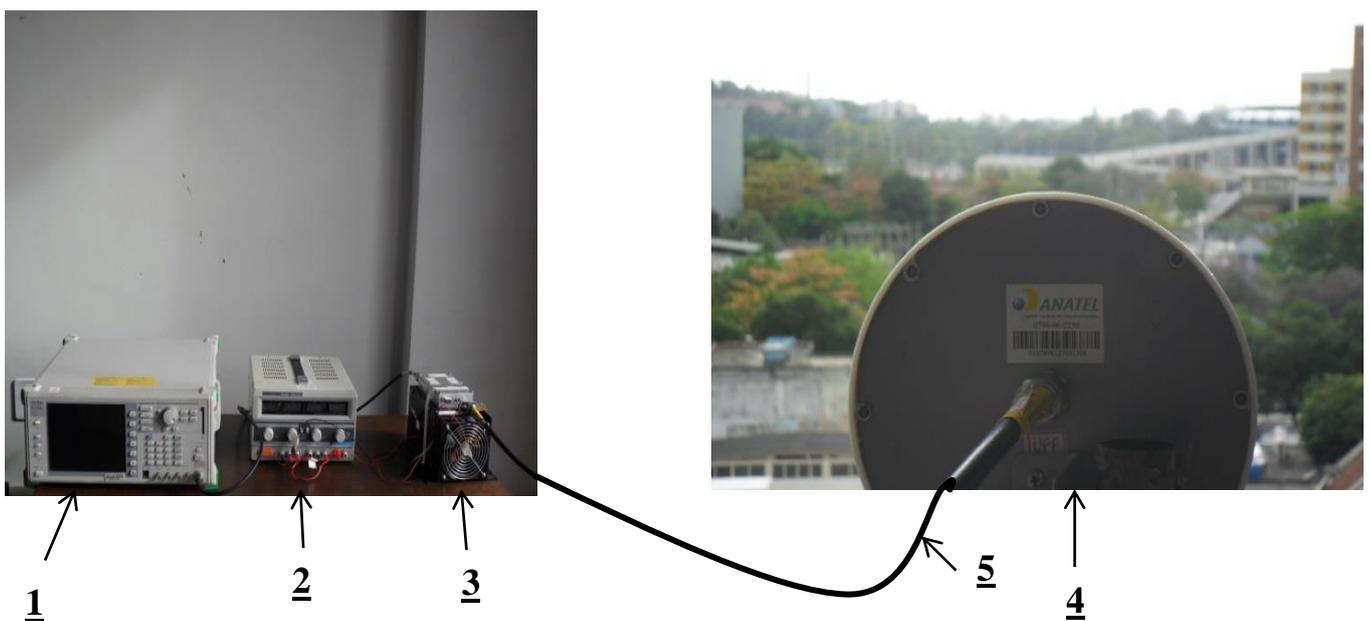


Figura 3.2 - *Setup* de medição no Sistema de Transmissão

A configuração sistêmica utilizada na transmissão foi composta pelos equipamentos descritos a seguir, obedecendo à respectiva numeração observada na figura 3.2:

### 1 – Gerador de Sinais MG 3700A, da Anritsu.

Um sinal OFDM, desenvolvido por RON [7], foi gerado em MATLAB, e enviado ao MG 3700A. O *software IQ producer* da Anritsu foi usado para converter o formato *.txt*, para o formato *.wvi*, característico do gerador. Os símbolos OFDM contêm um intervalo de 200 amostras nulas entre eles, para que se possa identificar o sinal OFDM no pós – processamento.

A tabela 3.1 contém os principais parâmetros inseridos no gerador MG 3700A durante a transmissão.

Frequência	2487 MHz
Potência	-10 dBm
Modulação	OFDM

Tabela 3.1 – Principais parâmetros no gerador MG 3700A.

### 2 - Fonte de Alimentação: DC DIGITAL OS 500

A tabela 3.2 apresenta os principais parâmetros utilizados na fonte durante a transmissão. A fonte foi empregada na alimentação do Amplificador de Potência ZHL-16W-43+.

Tensão	28 V
Corrente	4,0 A

Tabela 3.2 – Principais parâmetros na Fonte DC DIGITAL OS 500.

### 3 - Amplificador de Potência ZHL-16W-43+.

A tabela 3.3 apresenta os principais parâmetros do amplificador. Apresenta um ganho ao sinal a ser transmitido, compensando perdas obtidas em cabeamento e aumentando a potência de transmissão. A figura 3.3 mostra a curva de saturação do amplificador de potência ZHL-16W-43+, obtida em laboratório.

Ganho	~ 40 dB
Frequência de Operação	1,8 GHz – 4,0 GHz

Tabela 3.3 – Principais parâmetros no Amplificador de Potência Amplificador ZHL-16W-43+.

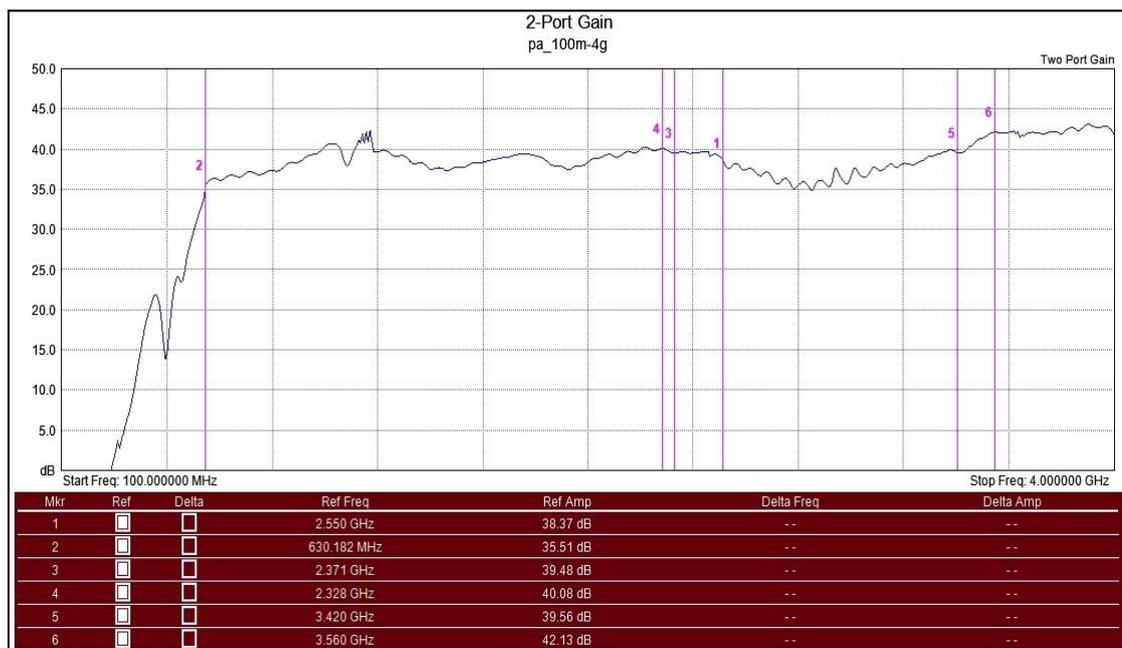


Figura 3.3 - Curva de saturação do Amplificador ZHL-16W-43+

#### 4 – Antena Setorial Aquário Mod 12023.

A tabela 3.4 apresenta os principais parâmetros da antena transmissora. A antena setorial foi utilizada com intuito de se concentrar o feixe de propagação na área a ser estudada. A figura 3.4 mostra o diagrama de irradiação.

Frequência de Operação	2,4 GHz – 2,5 GHz
Ganho	12 dBi
Polarização	Vertical/Horizontal
Feixe	60°

Tabela 3.4 – Principais parâmetros na Antena Aquário Mod. 12023

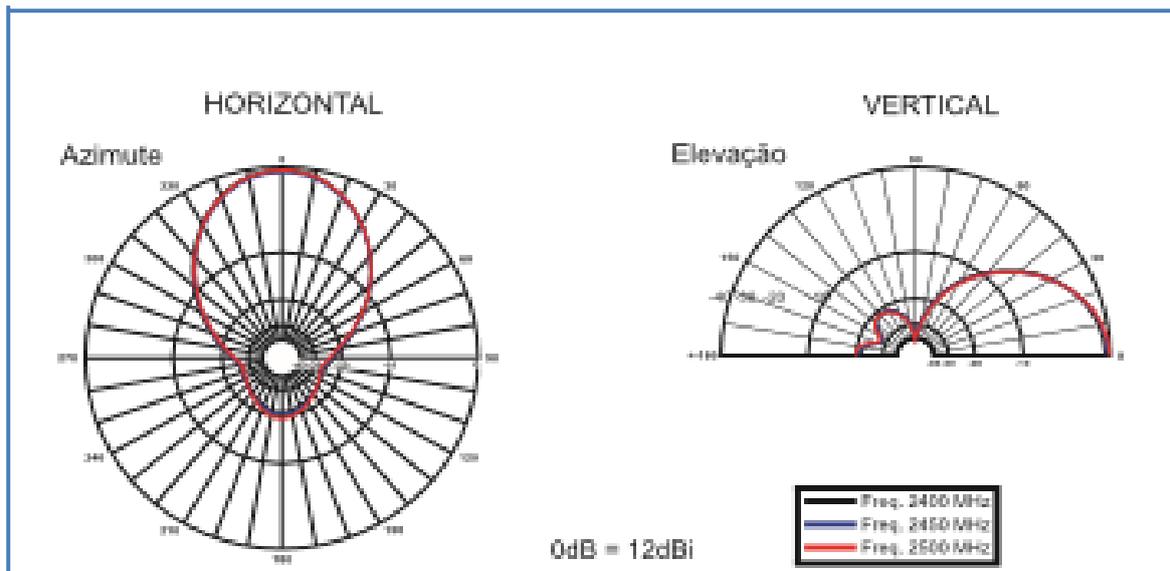


Figura 3.4 – Diagrama de Irradiação da Antena Aquário mod. 12023.

## 5 - Cabos

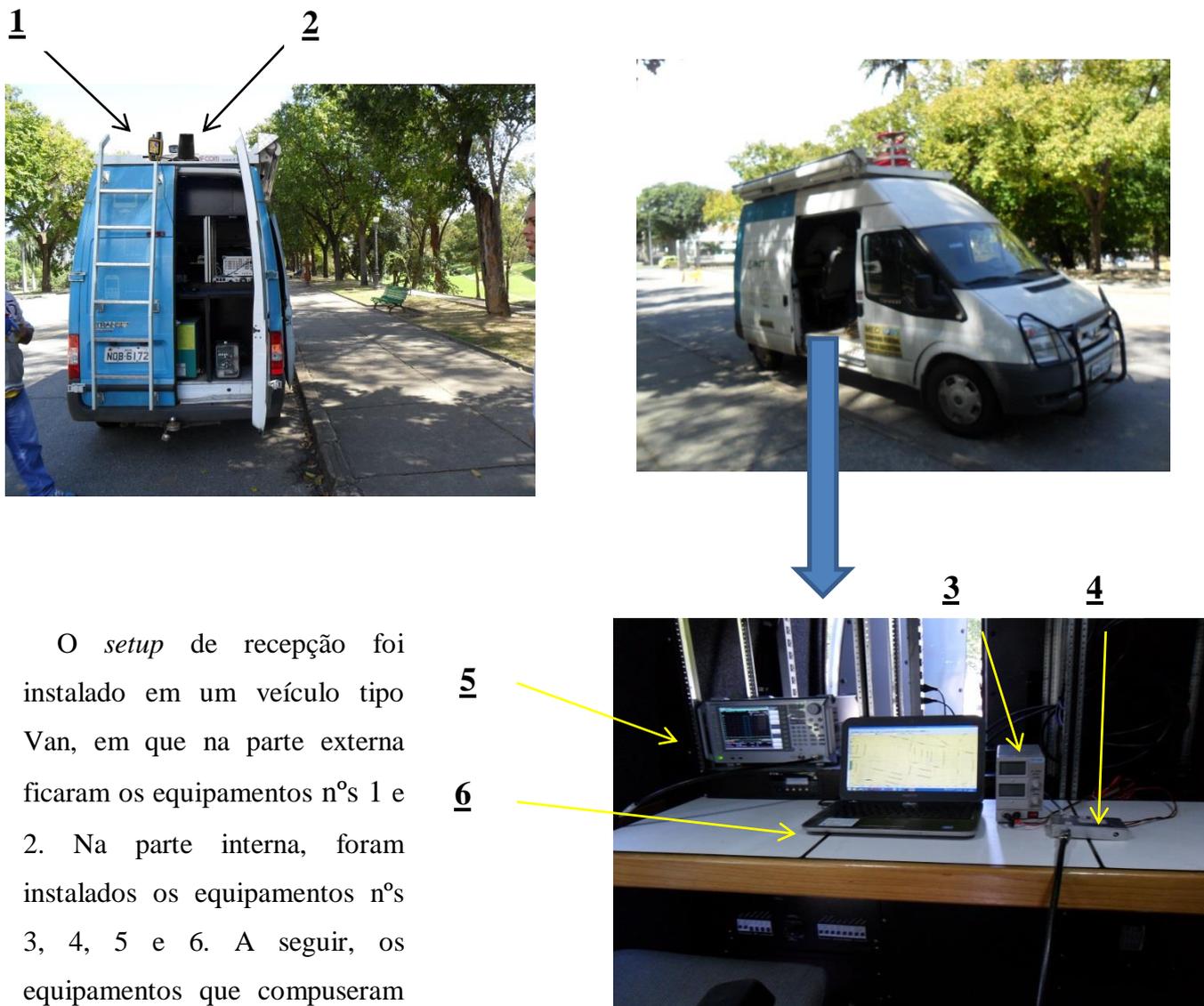
Foram utilizados os cabos tipo RG, sendo a perda aproximada nos cabos igual a 3,3 dB.

O valor da potência efetivamente irradiada foi mantida em todas as rotas, sendo que a ERP calculada utilizando os valores citados anteriormente no sistema de transmissão foi igual a 38,7 dBm.

As características técnicas dos equipamentos, presentes na configuração sistêmica de transmissão, estão detalhadas nos *datasheets* constantes no Apêndice C.

### 3.1.2 – Especificação do Sistema de Recepção

A figura 3.5 mostra a configuração sistêmica de recepção, sendo que os equipamentos empregados são apresentados, individualmente, com os seus respectivos parâmetros utilizados durante a recepção.



O *setup* de recepção foi instalado em um veículo tipo Van, em que na parte externa ficaram os equipamentos n<sup>os</sup> 1 e 2. Na parte interna, foram instalados os equipamentos n<sup>os</sup> 3, 4, 5 e 6. A seguir, os equipamentos que compuseram o sistema de recepção são definidos conforme a respectiva numeração.

Fig 3.5 - *Setup* de medição no Sistema de Recepção

### 1 - Antena Omnidirecional, tipo *Mobile Mark*

Foi utilizada uma antena Omnidirecional para a recepção do sinal OFDM. A antena possui um ganho de 3 dBi e foi instalada na parte externa do veículo à uma altura de 3 metros do solo.

### 2 - *Global Position System*, modelo GPS MAP 62 – Garmim

Foi utilizado um GPS para a obtenção do posicionamento durante o experimento em movimento. No subitem 3.2.2 está detalhada a utilização do GPS e sua importância na sincronização do experimento.

### 3 - Fonte de Alimentação DC

Uma fonte de alimentação DC foi utilizada para a alimentação do amplificador de potência durante a recepção.

### 4 – Amplificador de Baixo Ruído – LNA (*LOW NOISE AMPLIFIER*)

Um amplificador de baixo ruído foi utilizado no sistema de recepção, fornecendo um ganho de 33 dB ao sistema.

### 5 – Analisador Vetorial de Rede, modelo MS 2962A - Anritsu

A tabela 3.5 descreve os parâmetros principais referentes ao MS 2962 A.

Tempo de captura de dados	1 ms
Frequência de Amostragem	50 M amostras /s
Qtde de amostras capturadas	50000
Amostras utilizadas	8000
Símbolos OFDM utilizados	1
Tempo do símbolo OFDM	43,52 $\mu$ s
Nº de amostras do símbolo OFDM, incluindo o Prefixo Cíclico	2176
Nº de amostras do Prefixo Cíclico	128

Tabela 3.5 – Especificação dos parâmetros usados no Analisador MS 2962A.

## 6 – Computador *Dell Inspiron*

O computador *Dell Inspiron* se tornou uma ferramenta fundamental durante a recepção, pois o desenvolvimento de um programa MATLAB, permitiu o uso do analisador vetorial de sinais MS2962A remotamente e em rede, com este computador. A grande vantagem desta disposição foi a possibilidade do pós-processamento imediato logo após a captura dos dados.

As características técnicas dos equipamentos estão detalhadas nos *datasheets* no apêndice C.

### 3.2

#### Ambiente de Medições

A equipe realizou as medições em 3 rotas distintas, com cenários diferentes entre si. O ambiente escolhido foi o Parque da Quinta da Boa Vista, que é composto de muitas árvores, plantas, áreas com gramados e lago. Durante as medições, foi utilizado o mesmo sinal e o mesmo tipo de modulação/transmissão, como também não foi alterado o sistema de recepção. A idéia proposta é a da análise do comportamento do mesmo sinal, nas mesmas condições de *setup*, porém em cenários diferentes. Os cenários escolhidos dentro do Parque da Quinta da Boa Vista foram classificados da seguinte forma: Vegetação Densa, Vegetação Rala e Vegetação Rala com lago próximo. Estes cenários são comumente encontrados em parques de grandes capitais, como também em cidades médias no país e no exterior.

A seguir, é demonstrado o ambiente de transmissão, que utilizou o mesmo cenário para todo o experimento, e no subitem 3.2.1 estão descritos os três cenários de recepção.

#### 3.2.1 – Transmissão

O *setup* de transmissão, já descrito no item 3.1.1, foi instalado em um edifício da rua Jorge Rudge, bairro de Vila Isabel, no município do Rio de Janeiro. A antena transmissora foi posicionada a uma altura de 24 metros do solo, e a mesma tem como característica o ângulo setorial de 60°. As coordenadas onde se encontrava o *setup* de transmissão são: Lat: -22.913551 e Long: -43.237288.

A figura 3.6 demonstra a visada, em graus, do setor horizontal da antena transmissora, em relação ao Parque da Quinta da Boa Vista. A figura 3.7 demonstra uma vista aérea do Parque da Boa Vista.

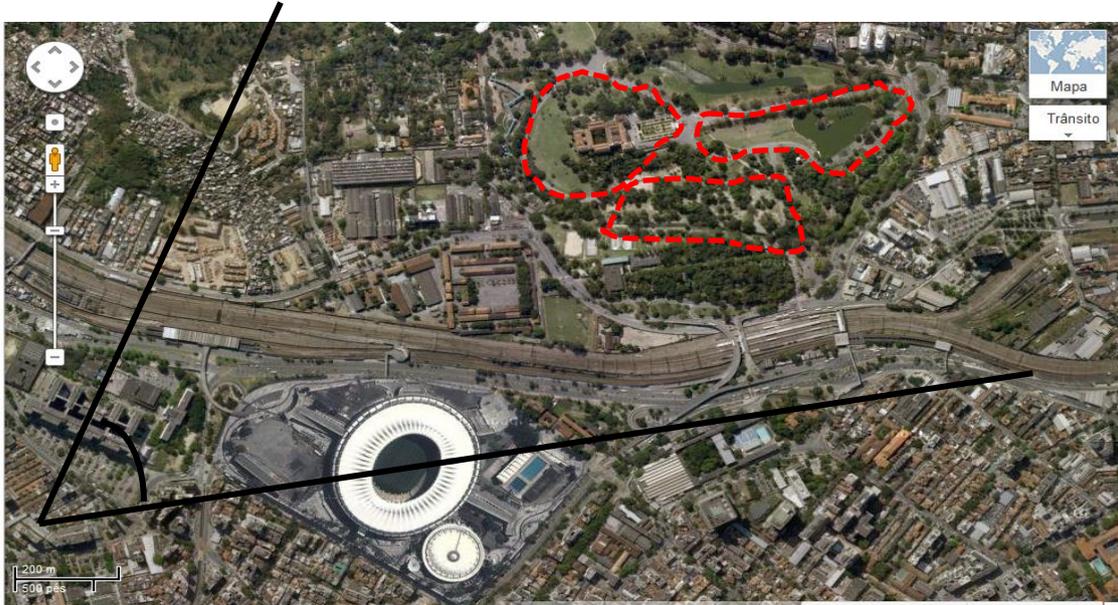


Figura 3.6 – Visada de 60°, no eixo horizontal, da antena transmissora em relação ao Parque da Quinta da Boa Vista. Fonte: *Google Maps*



Figura 3.7 – Vista aérea do Parque da Quinta da Boa Vista. Fonte: *Google Earth*.

### 3.2.2 – Recepção.

Como dito anteriormente, foram utilizados três cenários dentro do Parque da Quinta da Boa Vista: Vegetação densa, Vegetação rala e Vegetação Rala com lago próximo. A seguir, são descritos todos os dados relevantes utilizados durante o experimento, em cada um dos cenários. No parágrafo intitulado: “Dados gerais no ambiente de recepção”, são dadas as informações comuns aos três cenários.

#### Ambiente de medição no cenário de Vegetação Densa

A configuração já detalhada no item 3.1.2, foi montada na viatura tipo Van do INCT – CSF, desta forma, a Van percorreu a rota previamente escolhida, no cenário de Vegetação Densa. Na figura 3.8 pode ser observada a rota, delineada por uma linha de cor vermelha, exibida em uma vista aérea com o auxílio da ferramenta *google earth*. Na fig 3.9, a foto é feita dentro do percurso, e é possível notar-se o caminho coberto por uma vegetação considerada densa.



Figura 3.8- Vista aérea da rota coberta por Vegetação Densa. Fonte: *Google Earth*.



Figura 3.9 - Rota de Vegetação Densa vista em seu interior

#### Ambiente de medição no cenário de Vegetação rala

Também para este cenário, com a configuração já detalhada no item 3.1.2, a Van percorreu a rota previamente escolhida, no cenário de Vegetação Rala.

Na figura 3.10 pode ser observada a rota, delineada por uma linha de cor vermelha, exibida em uma vista aérea com o auxílio da ferramenta *google earth*. Na fig 3.11, a foto é feita dentro do percurso e é possível notar-se o caminho coberto por uma vegetação considerada rala.



Figura 3.10 – Vista aérea da rota coberta por Vegetação Rala. Fonte: *Google Earth*.



Figura 3.11 – Rota de Vegetação Rala vista em seu interior

Ambiente de medição no cenário de Vegetação rala com lago próximo

Da mesma forma como nos cenários anteriores, a Van percorreu a rota previamente escolhida, no cenário de vegetação rala com lago próximo. Na figura 3.12 pode ser observada a rota utilizada, delineada por uma linha de cor vermelha, exibida em uma vista aérea com o auxílio da ferramenta *google earth* e na figura 3.13 uma foto é feita dentro do percurso, onde é possível notar-se o caminho coberto por uma vegetação rala e próximo ao lago.

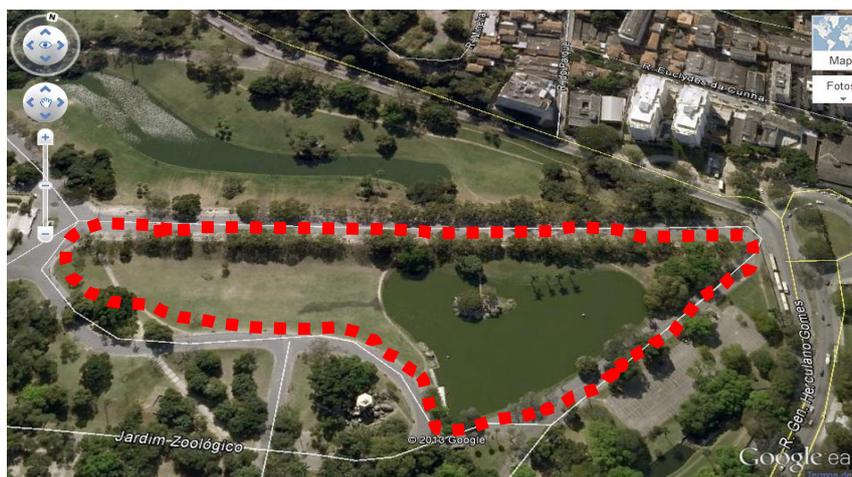


Figura 3.12 – Vista aérea da rota coberta por Vegetação Rala e próximo ao lago. Fonte: *Google Earth*.



Figura 3.13 – Rota de Vegetação Rala com lago próximo vista em seu interior

#### Dados gerais do Ambiente de Recepção

O veículo tipo van, utilizado no experimento, deslocou-se a velocidade de 10 km/h nos três cenários de interesse do presente trabalho. Os dados recebidos pelo *setup* de recepção foram tratados no Analisador Vetorial de Sinais MS2962A, que permite, juntamente com um programa desenvolvido em MATLAB, a captura e o armazenamento das componentes em Fase (I) e Quadratura (Q) do sinal recebido. O código utilizado foi o mesmo utilizado em Gonsioroski [8], com algumas modificações, e consta do apêndice A.

O analisador MS2962A permite definir o tempo em que o dado será capturado. Desta forma, em função da frequência de amostragem, pode-se obter um número maior ou menor de amostras do sinal. A tabela 3.5 demonstra as informações pertinentes à captura de dados, utilizadas no equipamento MS2962A no ambiente de recepção, para os três cenários.

No Analisador Vetorial foram capturados dados durante 1 ms, a cada segundo, a uma taxa de 50 MSPS, acarretando na captura de 50000 amostras I/Q, representando muitos símbolos OFDM. Optou-se por fazer uso das primeiras 8000 amostras, representando cerca de 3 símbolos OFDM.

O *gap* incluído entre os símbolos OFDM e a adição do prefixo cíclico, já descritos no subitem 2.3.1.1, permitiram durante o pós processamento dos dados, efetuado através da ferramenta computacional MATLAB, a identificação dos símbolos OFDM recebidos. Para tanto, foi realizada a correlação cruzada de cada conjunto de 8000 amostras capturadas por segundo com o prefixo cíclico do sinal

original. Como resultado obteve-se picos de correlação no início e no fim de cada símbolo OFDM recebido. Foram selecionados os primeiros símbolos OFDM de cada conjunto de 8000 amostras capturadas, portanto, para 2176 amostras, armazenou-se 1 símbolo OFDM a cada segundo. A figura 3.14 apresenta os símbolos OFDM capturados.

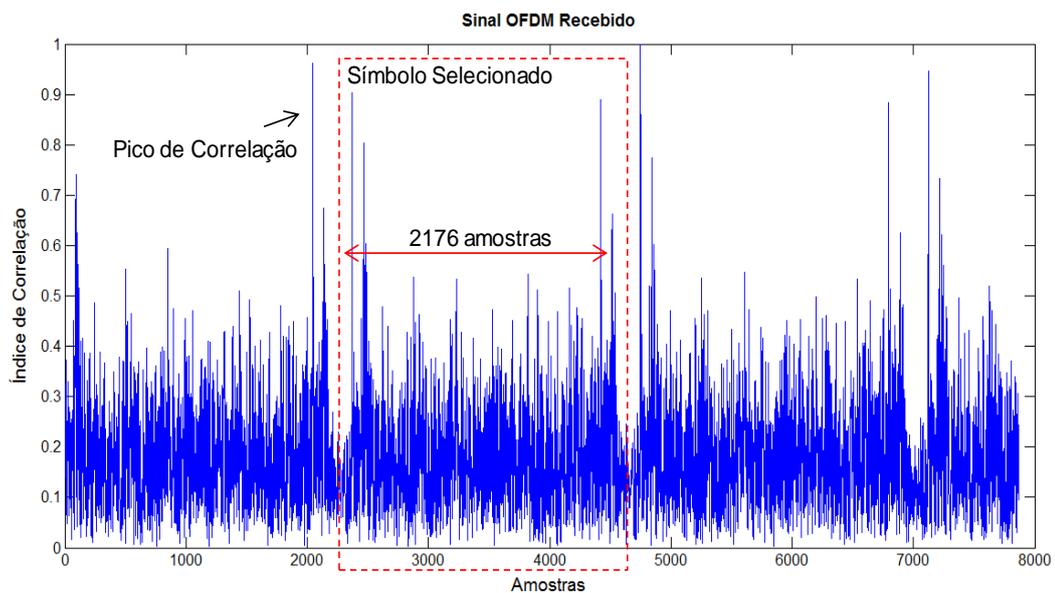


Figura 3.14 – Símbolos OFDM capturados – Sinal de 20 MHz. Fonte [8]

A posição onde cada símbolo OFDM foi capturado pode ser feita através do georeferenciamento por GPS, realizado durante as medições. O GPS colocado no teto da unidade móvel e conectado ao analisador vetorial de sinais com o *software* GPS *Trackmaker*<sup>®</sup>, permitiu a sincronização entre os tempos de captura de dados e o tempo de captura das posições georeferenciadas.

Devido aos desvanecimentos inerentes ao canal rádio móvel, as primeiras amostras de alguns símbolos, referentes ao prefixo cíclico, chegaram ao receptor deformadas o suficiente para que não houvesse correlação com o prefixo cíclico do sinal OFDM original, por essa razão nem todos os símbolos OFDM recebidos puderam ser identificados e armazenados. Os símbolos identificados e armazenados em disco rígido foram organizados e tabelados juntamente com sua respectiva coordenada geográfica (latitude e longitude), a distância para o transmissor (em metros) e nível de potência média do símbolo recebido, em dBm. Uma representação dos dados tabelados é mostrada na Tabela 3.6 a seguir.

Representação dos dados resultantes do pós –processamento nas rotas de medição					
Índice da amostra	Longitude	Latitude	Distância TX – RX (metros)	Potência (dBm)	Sequência de 2176 amostras
1	-43.226	-22.906	1331.46	-77.181	0.000005606561899+ 0.000011213123798i
⋮					
16	-43.225	-22.906	1403.405	-67.425	-0.000829678028822+ 0.004456717520952i
⋮					
200	-43.226	-22.907	1261.750	-69.192	-0.001479964703321+ 0.003868091851473i

Tabela 3.6 – Representação de dados capturados

## 4.0

### Processamento e Resultados

O processamento e resultados a seguir, demonstrados e analisados, são referentes aos parâmetros de Dispersão Temporal, tais como: Retardo médio, Espalhamento de Retardo e Banda Coerência.

Neste ítem são apresentados a forma de Processamento e os resultados obtidos.

O percursos percorridos dentro do Parque da Boa Vista estão descritos da seguinte forma: Vegetação Densa (Rota A), Vegetação Rala (Rota B) e Vegetação Rala com Lago próximo (Rota C)

No subitem 4.1 está descrito o Processamento utilizado para as Rotas A, B e C. Nos subitens 4.2, 4.3 e 4.4 são apresentados os resultados obtidos para as Rotas A, B e C, respectivamente. No subitem 4.5 foi estabelecida uma comparação dos resultados alcançados entre as rotas e trabalhos já publicados sendo realizada, também, uma análise sobre estes resultados. Ressalta-se que não foi possível obter uma rota que refletisse exatamente na sua totalidade o ambiente desejado como: Vegetação Densa, Vegetação rala e Vegetação rala com Lago Próximo, porém como pode ser observado nas fotos aéreas, acredita-se que noventa por cento de cada percurso, corresponde ao ambiente pretendido.

## 4.1

### Processamento dos dados das Rotas A, B e C.

Como exposto no capítulo 2, os retardos de propagação dos sinais que chegam ao receptor por multipercursos, provocam um efeito de dispersão temporal do sinal original emitido. Os processamentos neste trabalho foram implementados de forma a se obter os parâmetros de dispersão temporal, tais como: Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e Banda de Coerência.

A obtenção do perfil de retardo de potência  $P_h(\eta; \xi)$ , originou-se através da teoria matemática para os canais rádio móveis, como também a utilização da técnica de filtro casado, ambos descritos no capítulo 2. Com o cálculo do perfil de retardo de potência foi possível encontrar os parâmetros de dispersão temporal, utilizando as equações definidas no capítulo 2.

Cabe ressaltar que as bandas de coerência das rotas A, B e C foram calculadas, tanto a 90 %, como a 50% de correlação entre as amplitudes espectrais da resposta em frequência ao longo do tempo. Os perfis de retardo de potência obtidos se apresentam contaminados pelo ruído do canal e do próprio sistema de recepção. Há, portanto, a necessidade de um processo de filtragem nos mesmos para o cálculo dos parâmetros de dispersão do canal. A filtragem torna-se necessária para que sejam eliminados os sinais espúrios, desta forma obtendo-se apenas os retardos considerados como componentes de espalhadores existentes no ambiente em estudo. Diversos trabalhos publicados, dentre eles o de Gonsioroski [8] têm aplicado, com sucesso, a técnica CFAR - *Constant False Alarm Rate*, conforme Souza [20]. Tal técnica é capaz de filtrar/limpar os perfis de retardo de potência. A técnica CFAR está baseada no método desenvolvido para apontar falsas recepções interpretadas erroneamente pelos sistemas radar, dado o processo de recepção dos mesmos, onde encontramos ruído devido ao uso de equipamentos transmissores e receptores, reflexão e dispersão. A utilização de tal técnica consiste em determinar os multipercursos válidos através do estabelecimento de um limiar de potência adaptativo.

Segundo Souza [20], ao se capturar três perfis de potência de retardo em um mesmo cenário, será ínfima a probabilidade de que o ruído esteja presente em todos os perfis ou até mesmo em dois dos três perfis. Outrossim, determina-se um limiar de ruído que pode ser definido como sendo a diferença entre o valor o

máximo de potência de todo o perfil de retardos de potência e a mediana do mesmo perfil, esta adicionada do desvio padrão de ruído térmico. Assim sendo, os multipercursos considerados válidos serão aqueles que satisfizerem, simultaneamente, às seguintes condições:

a) A potência do retardo analisado deve ser maior que o limiar de ruído, assim como os retardos dos perfis imediatamente anterior e posterior também devem possuir potência acima do limiar de ruído; e

b) Pelo menos um dos retardos vizinhos do mesmo perfil também devem satisfazer o item a.

Os pontos vermelhos, que aparecem nos gráficos dos perfis como no exemplo da Fig.4.1, representam os multipercursos válidos para a determinação dos parâmetros de dispersão do canal, após a filtragem pela citada técnica, onde a linha pontilhada de cor verde representa o limiar de ruído determinado.

Com o intuito de se obter um processamento eficiente, no que se refere ao prefixo cíclico, o dimensionamento do intervalo de guarda teve de ser escolhido de tal forma que se evitasse a interferência intersimbólica. Para isto, o prefixo cíclico escolhido teve de ser maior do que o valor do espalhamento de retardo do canal. Desta forma, e como anteriormente observado por Ron [14], o valor de espalhamento de retardo num canal urbano na faixa de 2,5 GHz permite um projeto de prefixo cíclico de duração de até 2,5  $\mu$ s. Para o presente trabalho este valor representa num bloco de 43,52  $\mu$ s (tempo do símbolo OFDM de 20 MHz), um intervalo de guarda de 1/17, valores típicos utilizados em sistemas OFDM. Ressalta-se que os valores de espalhamento de retardo, como estão descritos posteriormente, estão de acordo com tal afirmativa.

## 4.2

### Resultados da Rota A

A seguir, são demonstrados os resultados encontrados para a Rota A, que é o percurso de Vegetação Densa dentro do Parque da Quinta da Boa Vista. Foi escolhido um ponto no interior do percurso com a característica destacada de Vegetação Densa. Tal ponto foi definido com as seguintes coordenadas: LAT: -22.9076 e LONG: -43.2254. Os resultados estão expostos da seguinte forma: figura 4.1 o gráfico de perfil de retardo de potência é mostrado com ênfase nos pontos válidos de medição. Na figura 4.2, são mostrados em um gráfico de posição, o ponto exato de medição dentro do percurso com a informação de Latitude e Longitude, também são apresentados os gráficos: perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio de tempo e do sinal no domínio da Frequência. Na tabela 4.1 são apresentados os valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e a Potência Recebida. A tabela 4.2 apresenta as faixas de variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota A. No apêndice B, encontram-se descritos todos os valores de espalhamento de retardos.

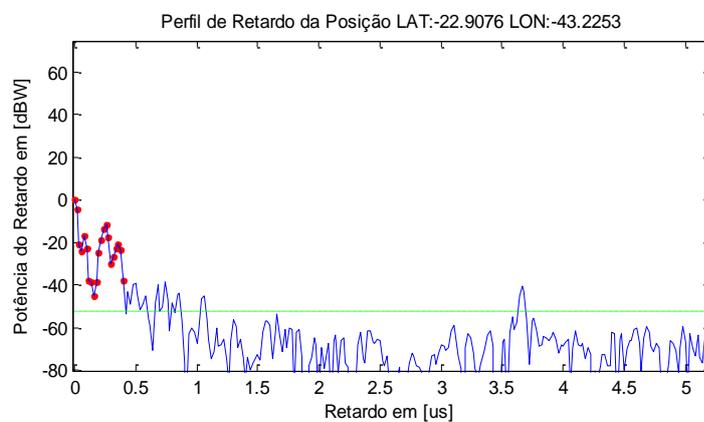


Figura 4.1 – Perfil de retardo de potência no ponto escolhido no percurso de Vegetação Densa.

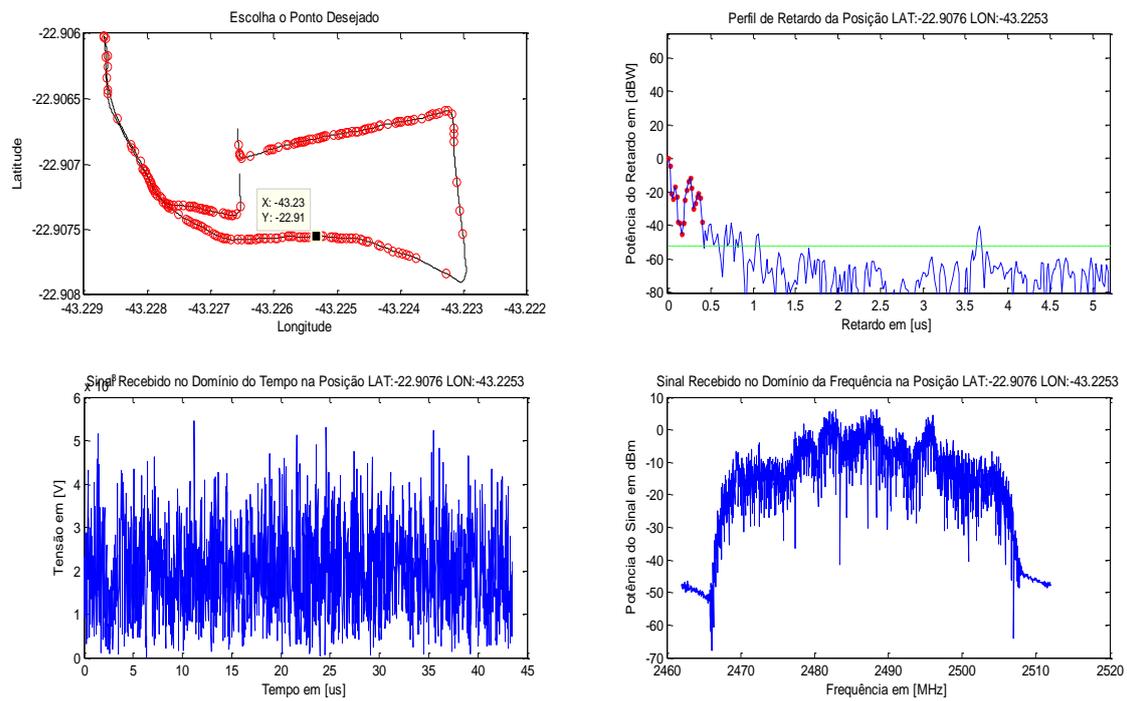


Figura 4.2 – Gráficos: Ponto desejado (Lat X Long), perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio do tempo e sinal recebido no domínio da frequência.

Ambiente de medições				Retardo Médio $\mu\text{s}$	Espalhamento de Retardos $\mu\text{s}$	Potência na recepção dBm
Área	Frequência GHz	Altura das antenas metros				
Rota A	2,487	TX	RX	1564	0,215	-78,54
		24	3			

Tabela 4.1 – Valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida na posição LAT: -22.9076 e LONG: -43.2254.

Ambiente de medições				Retardo Médio $\mu$ s	Espalhamento de Retardos $\mu$ s	Banda de Coerência KHz	
Área	Frequência GHz	Altura das antenas metros					Distância metros
		TX	RX	Faixas de variação			
Rota A	2,487			1347 - 1570	0,091 – 0,530	0,035 – 0,348	80,43 – 639,23 (50%)
		24	3				15,57 – 232,66 (90%)

Tabela 4.2 – Faixas de Variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota A

### 4.3

#### Resultados da Rota B

A seguir, são demonstrados os resultados encontrados para a Rota B, que é o percurso de Vegetação Rala dentro do Parque da Quinta da Boa Vista. Foi escolhido um ponto no interior do percurso com a característica destacada de Vegetação Rala, tal ponto foi definido com a seguinte posição: LAT: -22.9076 e LONG: -43.2254.

Os resultados estão expostos da seguinte forma: na figura 4.3 o gráfico de perfil de retardo de potência é mostrado com ênfase nos pontos válidos de medição. Na figura 4.4, são mostrados em um gráfico de posição, o ponto exato de medição dentro do percurso com a informação de Latitude e Longitude, também são apresentados os gráficos: perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio de tempo e do sinal no domínio da Frequência. Na tabela 4.3 são apresentados os valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida.

A tabela 4.4 apresenta as faixas de variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota B. No apêndice B, encontram-se descritos todos os valores dos espalhamentos de retardo na Rota B.

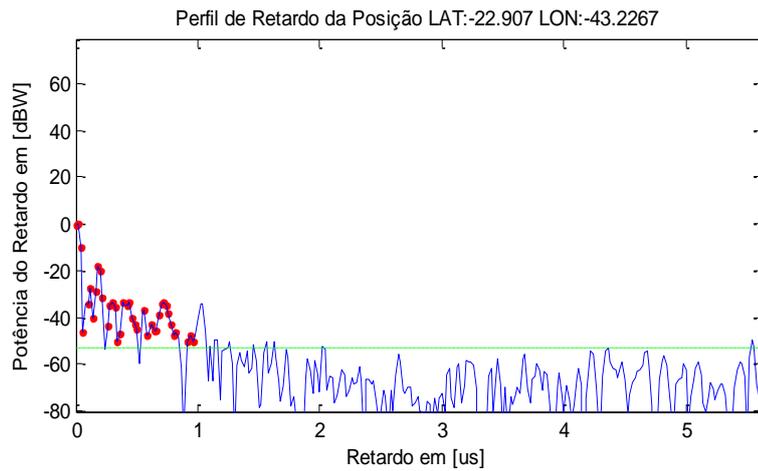


Figura 4.3 – Perfil de retardo de potência no ponto escolhido no percurso de Vegetação Rala.

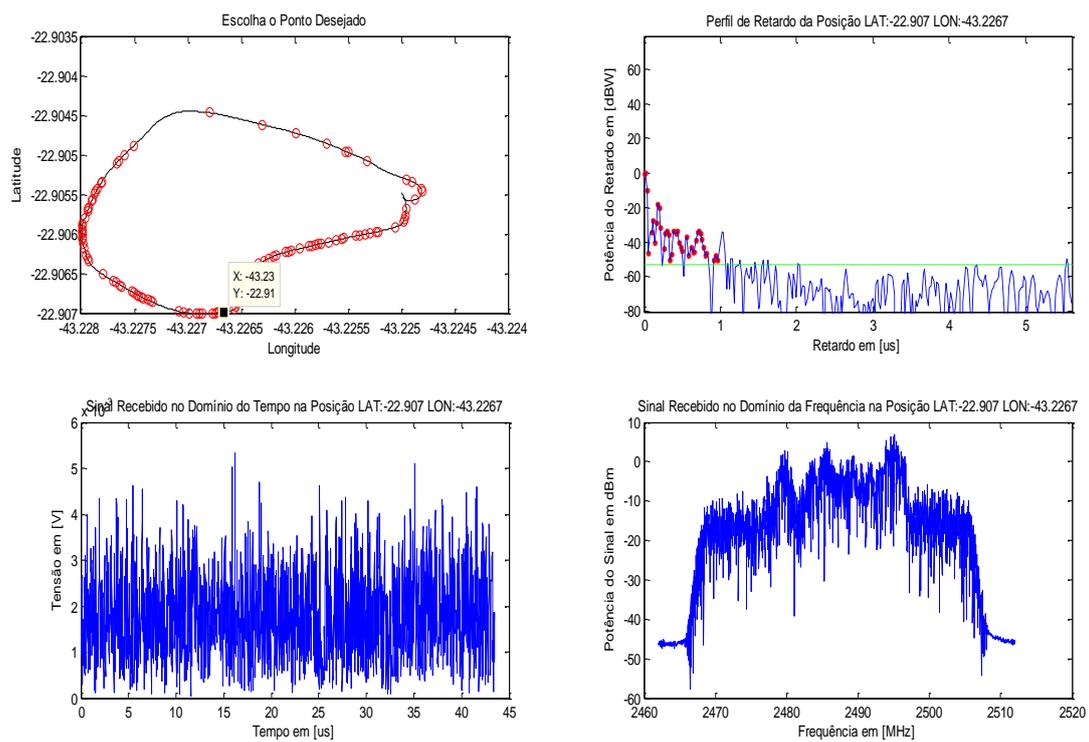


Figura 4.4 – Gráficos: Ponto desejado (Lat X Long), perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio do tempo e sinal recebido no domínio da frequência

Ambiente de medições				Retardo Médio $\mu\text{s}$	Espalhamento de Retardos $\mu\text{s}$	Potência na recepção dBm
Área	Frequência GHz	Altura das antenas metros				
Rota A	2,487	TX	RX	1294	0,514	0,263
		24	3			

Tabela 4.3 – Valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida, na posição LAT: -22.9068 e LONG: -43.2265.

Ambiente de medições				Retardo Médio $\mu\text{s}$	Espalhamento de Retardos $\mu\text{s}$	Banda de Coerência KHz
Área	Frequência GHz	Altura das antenas metros				
Rota A	2,487	TX	RX	1285 - 1546	0,170 – 0,589	0,086 – 0,334
		24	3			
Faixas de variação						
10,68 – 163,49 (90%)						

Tabela 4.4 – Faixas de Variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota B.

#### 4.4

##### Resultados da Rota C

A seguir, são demonstrados os resultados encontrados para a Rota C, que é o percurso de Vegetação Rala com Lago Próximo dentro do Parque da Boa Vista. Foi escolhido um ponto no interior do percurso com a característica destacada de Vegetação Rala com Lago Próximo, sendo tal ponto definido com a seguinte posição: LAT: -22.9076 e LONG: -43.2254. Os resultados estão expostos da seguinte forma. Na figura 4.5 o gráfico de perfil de retardo de potência é mostrado com ênfase nos pontos válidos de medição. Na figura 4.6, são mostrados em um gráfico de posição, um ponto de medição dentro do percurso com a informação de

Latitude e Longitude, além do perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio de tempo e do sinal no domínio da Frequência. Na tabela 4.5 são apresentados os valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida.

A tabela 4.6 apresenta as faixas de variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota C. No apêndice B, encontram-se descritos todos os valores dos espalhamentos de retardos na Rota C.

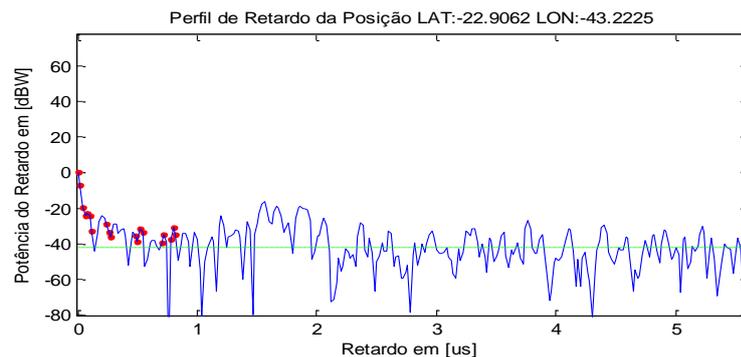


Figura 4.5 – Perfil de retardo de potência no ponto escolhido no percurso de Vegetação Rala com lago.

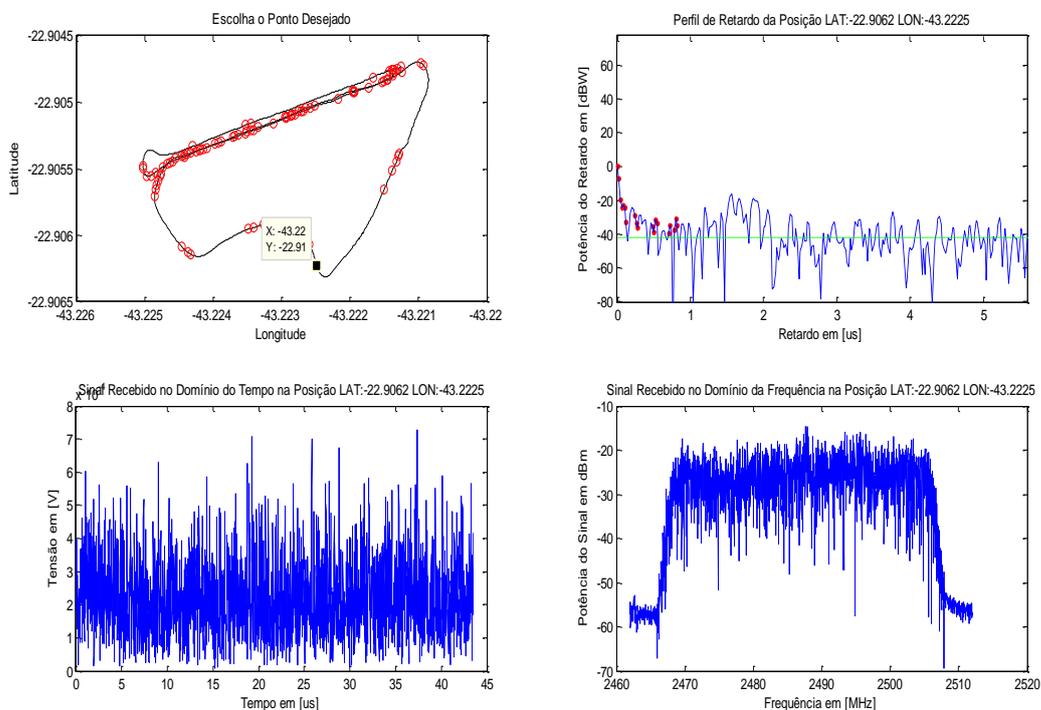


Figura 4.6 – Gráficos: Ponto desejado (Lat X Long), perfil de retardo de potência, sinal recebido no domínio do tempo e sinal recebido no domínio da frequência

Ambiente de medições				Retardo Médio $\mu\text{s}$	Espalhamento de Retardos $\mu\text{s}$	Potência na recepção dBm	
Área	Frequência GHz	Altura das antenas metros					Distância metros
Rota A	2,487	TX	RX	1707	0,443	0,269	-94,11
		24	3				

Tabela 4.5 – Valores de Retardo Médio, Espalhamento de Retardo e da Potência Recebida, na posição LAT: -22.9062 e LONG: -43.2225.

Ambiente de medições				Retardo Médio $\mu\text{s}$	Espalhamento de Retardos $\mu\text{s}$	Banda de Coerência KHz	
Área	Frequência GHz	Altura das antenas metros					Distância metros
Rota A	2,487	TX	RX	1557 - 1930	0,106 – 0,495	0,044 – 0,351	21,59 – 603,33 (50%)
		24	3				4,31 – 85,11 (90%)

Tabela 4.6 – Faixas de Variação dos parâmetros de Dispersão Temporal encontradas na Rota C.

Pode-se observar que os valores de Banda de Coerência mostrados nas tabelas 4.2, 4.4 e 4.6, são pequenos quando comparados à largura do canal de 20 MHz. Desta forma, para um melhor aproveitamento dos canais em estudo, faz-se necessária a utilização de equalizadores como forma de amenizar os efeitos e distorção do sinal. O combate à Interferência Intersimbólica (ISI), que é originada a partir do desvanecimento por multipercursos, será efetuada pelos equalizadores, tornando-se possível obter maiores taxas de dados. Outra forma de otimizar a taxa de informação em bps é se utilizar o sistema MIMO, pois a capacidade de canal em sistemas de comunicações móveis com múltiplas antenas é bem maior do que a correspondente aos sistemas que utilizam somente uma antena.

## 4.5

### Distribuição Estatística do Espalhamento de Retardo

Com a ajuda da ferramenta Matlab foram obtidas, através de gráficos, as principais funções de densidade de probabilidades ajustadas aos valores do espalhamento de retardo calculados dos perfis de retardo de potência obtidos nas tres rotas medidas no parque da Quinta da Boa Vista.

As funções de densidade de probabilidade escolhidas foram: Normal, Rician, Rayleigh e Nakagami. Ainda com a utilização da ferramenta Matlab, foram calculados a média ( $\mu$ ) e o desvio padrão ( $\sigma$ ) dos espalhamentos de retardo obtidos em cada rota. Assim, as figuras 4.7, 4.8 e 4.9 mostram os gráficos das funções de densidade de probabilidade e os respectivos ajustes ao histograma, que representa os espalhamentos calculados, sendo dados os valores da média e do desvio padrão dos mesmos em cada rota. Em todas as três rotas, foi observado que a distribuição que melhor se ajustou aos valores obtidos de espalhamento de retardo dos percursos estudados, foi a de Nakagami, com fator  $m > 1$ , seguida muito de perto pela Rice e Normal e, mais longe, pela Rayleigh. Isto foi concluído através do valor calculado de máxima verossimilhança (*maximum likelihood*) entre os dados e as f.d.p. ajustadas, também calculada pela ferramenta Matlab.

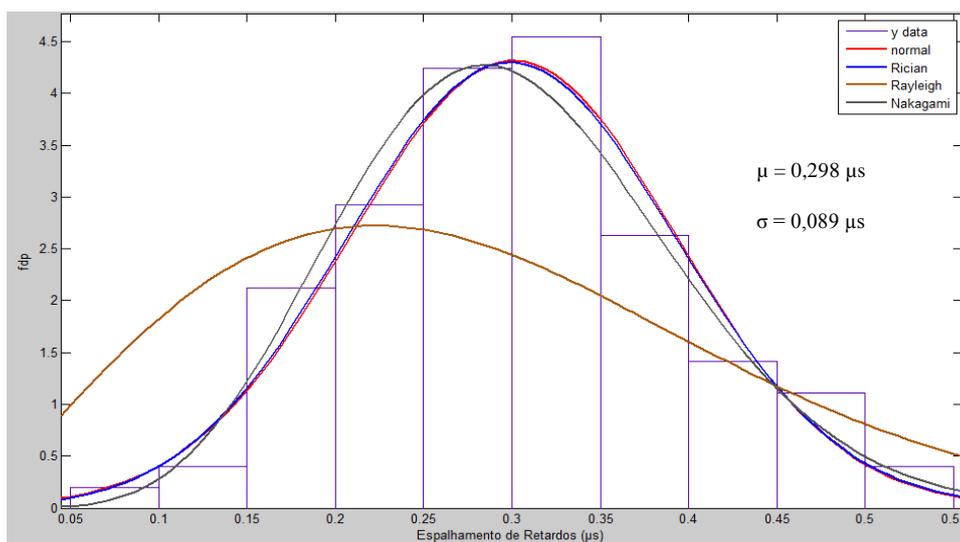


Figura 4.7 – Funções de densidade de probabilidade ajustadas aos espalhamentos de retardo na Rota A.

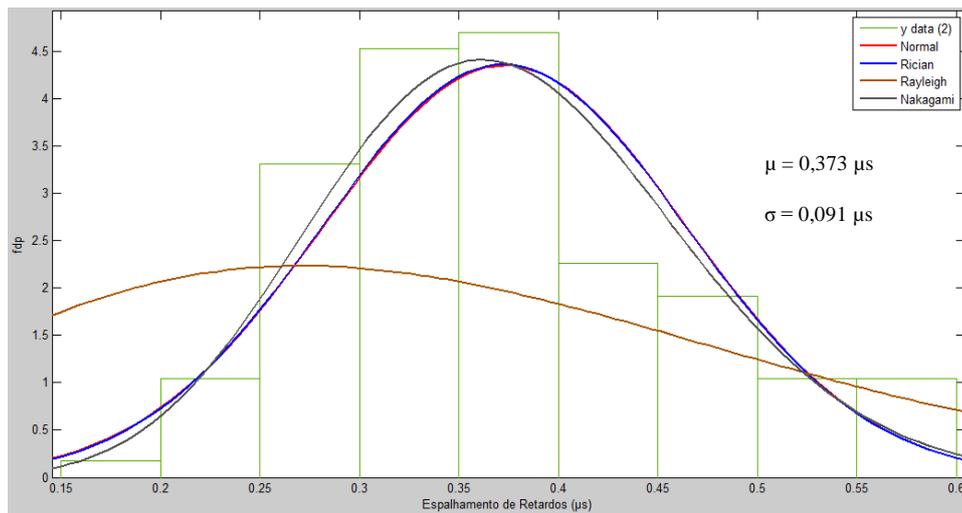


Figura 4.8 – Funções de densidade de probabilidade ajustadas aos espalhamentos de retardo na Rota B.

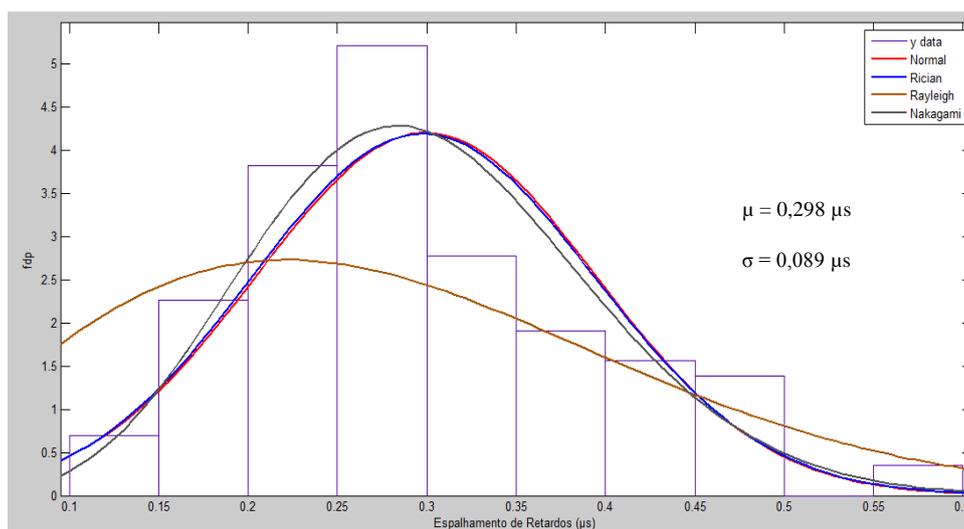


Figura 4.9 – Funções de densidade de probabilidade ajustadas aos espalhamentos de retardo na Rota C.

Tal resultado é indicativo de que alguns valores de espalhamento de retardo predominaram sobre os demais, e pode-se concluir que o canal, nas três rotas sondadas, reage de forma análoga quando analisado do ponto de vista da estatística da dispersão temporal de sinal.

## 4.6

### Comparação e Análise dos resultados

A tabela 4.7 mostra uma comparação dos resultados obtidos para as Rotas A, B e C. A tabela 4.8 apresenta uma comparação dos resultados obtidos de Espalhamento de Retardos nesta dissertação, com os resultados alcançados nos trabalhos de Matos [7], no Jardim Botânico e de Joshi *et al.* [9].

Abaixo de cada tabela foi elaborada uma análise sobre os valores confrontados e sobre outros aspectos considerados relevantes do canal rádio móvel, ora em estudo.

Parâmetro	Faixa de Variação		
	Rota A	Rota B	Rota C
Retardo Médio	0,0910 – 0,530 ( $\mu$ s)	0,1709 – 0,5893 ( $\mu$ s)	0,106 – 0,495 ( $\mu$ s)
Espalhamento de Retardos	0,0356 – 0,3486 ( $\mu$ s)	0,0860 – 0,3341 ( $\mu$ s)	0,0447 – 0,3519 ( $\mu$ s)
Banda de Coerência	80,433 – 639,231 (kHz) a 50% 15,579 – 232,669 (kHz) a 90 %	57,368 – 603,545 (kHz) a 50% 10,680 – 163,497 (kHz) a 90 %	21,599 – 603,338 (kHz) a 50% 4,319 – 85,118 (kHz) a 90 %

Tabela 4.7 – Comparação dos resultados obtidos para as Rotas A, B e C.

#### Análise

Ao se comparar os valores das três rotas em estudo, tem-se a ideia exata do fenômeno que ocorre com o sinal eletromagnético quando o mesmo encontra em seu caminho meios diferenciados por volume de vegetação. Observa-se que em canais compostos de ambientes de Vegetação Densa (Rota A), o Espalhamento de Retardo é menor quando comparado aos canais de ambientes de vegetação Rala (Rotas B e C), conseqüentemente a Banda de Coerência aumenta para as rotas de Vegetação Densa, em comparação àquelas de Vegetação Rala. Isto ocorre devido à absorção do sinal em locais de maior concentração de folhagens, levando alguns dos multipercursos a chegarem no nível de ruído do receptor e não contribuírem para o Espalhamento de Retardo. Como conseqüência, tem-se uma diminuição do Espalhamento de Retardo, quando comparados aos ambientes de Vegetação Rala,

que sofrem uma absorção menor no sinal recebido, deixando mais multipercursos chegarem em nível de recepção. Na comparação entre os dois ambientes de Vegetação Rala, tem-se a Rota C contendo lago próximo. Neste caso, pôde-se observar que o ambiente com o lago próximo obteve valores maiores de Espalhamento de Retardos e, conseqüentemente, menores valores de Banda de Coerência, sugerindo que tal ocorrência se deve pelo fato do lago proporcionar mais reflexões do sinal recebido.

Ressalta-se que não foram realizadas análises com valores médios dos Parâmetros de Dispersão Temporal para cada rota. Tal fato se baseia na constatação de não serem ambientes estacionários no sentido amplo as rotas em estudo, o que não permite se obter um perfil único que represente o ambiente. Desta forma, as análises foram realizadas com a observância dos resultados nas faixas de variação obtidas e em pontos de destaque no percurso, que são pontos que refletem bem o ambiente desejado, ou seja, com maior ou menor concentração de vegetação, sem e com lago próximo. O resultado do Jardim Botânico foi encontrado por Matos [7], e os valores em ambientes de árvores com e sem folhagens em Joshi *et al.* [9].

Parâmetro	Rota A	Rota B	Rota C	Jardim Botânico [7]	Ambiente com Folhagem [9]	Ambiente sem Folhagem [9]
Espalhamento de Retardos	0.110 $\mu$ s	0.261 $\mu$ s	0.269 $\mu$ s	0,120 $\mu$ s	0,070 $\mu$ s	0,080 $\mu$ s

Tabela 4.8 – Comparação dos resultados das Rotas A, B e C com Matos [7] e com Joshi *et al* [9].

A frequência utilizada por [9] é de 1,9 GHz, enquanto 1,88 GHz foi utilizada por Matos [7], mas a idéia é demonstrar o comportamento diante da concentração de folhagens e aumento da distância. Vale lembrar, neste trabalho, que a transmissão se acha fora da área de vegetação, em altura bem superior às usadas nas referências [7] e [9], conduzindo a uma menor penetração na vegetação até chegar ao receptor, já que o sinal vem de um ângulo de elevação maior que a altura da vegetação. Além disso a transmissão foi feita com antena diretiva, garantindo maior nível de sinal na recepção que nas referências [7] e [9] citadas.

### **Análise**

Ao se comparar o resultado de Matos [7], com os resultados obtidos nas rotas da dissertação, fica caracterizada a proximidade dos valores de Vegetação Densa (Rota A) com o valor alcançado por Matos [7] no Jardim Botânico, que também é um local de vegetação densa, como dito anteriormente, e a concentração de folhagem proporciona a absorção do sinal contribuindo com a diminuição do Espalhamento de Retardos já que será maior o número de multipercursos que chegam ao receptor.

Nos valores obtidos por Joshi *et al* [9], pode-se observar novamente que o acúmulo de folhagens em comparação a pouca, ou nenhuma folhagem, diminui o Espalhamento de Retardo. Isto também pôde ser observado nas Rotas estudadas na dissertação. Quanto aos valores, se aproximaram daqueles de vegetação densa devido à transmissão omnidirecional, onde níveis mais baixos de sinal atingem o receptor, perdendo-se multipercursos de níveis próximos ao ruído.

Um fato também relevante neste estudo que pôde ser observado é que os valores de Espalhamento de Retardos também tendem a crescer com o aumento da distância ao ponto de transmissão. Em Joshi *et al* [9], este resultado é delineado em um gráfico.

## 5.0

### Conclusões

O presente trabalho teve como objetivo principal comparar o comportamento do sinal eletromagnético recebido em uma estação móvel, através de três rotas com ambientes distintos de vegetação, dentro de um parque urbano, estudando a dispersão do sinal na vegetação. Após a obtenção dos resultados dos parâmetros de dispersão temporal, fica evidenciado que o sinal tem comportamento heterôgeneo nos diferentes canais rádio móveis presentes nas Rotas A, B e C. Através da análise dos resultados obtidos, conclui-se que no cenário submetido ao estudo, são observadas variáveis que influenciam diretamente no comportamento do canal rádio móvel sobre o sinal. Dentre estas variáveis podem-se destacar: os obstáculos absorvedores representados pelos acúmulos de folhagens, os lagos como fontes de reflexão e a distância ao transmissor, que demonstrou ser uma variável diretamente proporcional ao crescimento do Espalhamento de Retardos. Vale destacar que em Leni e Gláucio [10], as medições em vegetação encontraram valores de Banda de Coerência, próximos aos valores máximos de Banda de Coerência, também a 90 %, deste trabalho. Isto conduz a taxas máximas de transmissão semelhantes nestes parques.

Ressalta-se que os parâmetros de dispersão temporal são fatores fundamentais no planejamento de sistemas rádio móveis e, especialmente em sistemas móveis celulares na faixa de 2,5 GHz. A prévia caracterização do canal dimensionará melhor a escolha da taxa de transmissão, o tipo de modulação e as especificações de equalizadores, entre outros fatores relevantes no planejamento.

O estudo apresentado nesta dissertação abre perspectivas para novos trabalhos inseridos no mesmo contexto e são apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros:

Realizar medições para avaliar o comportamento do canal rádio móvel em diferentes velocidades de deslocamento do móvel, nos parques urbanos, em percursos com ambientes distintos de vegetação e incluindo a análise da dispersão em frequência.

- Realizar medições para avaliar o comportamento do canal rádio móvel em diferentes estações do ano, em especial no outono, quando as árvores se encontram secas ou com pouca vegetação;

- Realizar medições para avaliar o comportamento do canal rádio móvel em vegetação molhada, com diferentes graus de intensidade de chuva.

## 6.0

### Referências Bibliográficas

- 1 RAPPAPORT, T. .S. **Comunicação sem Fio: Princípios e Práticas**, 2<sup>a</sup> Ed, São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009.
- 2 NARASIMHAM, A.; CHENNAKESHU, S.; ERSON, J.B. **An Adaptative lattice decision equalizer for digital cellular radio** IEEE 40th Vehicular Technology Conference, maio 1990.
- 3 MOULY, M.; PAUTET, M-B. **The GSM System for Mobile Communication**, ISBN 2-9507190-0-7, 1992
- 4 PARSONS, J.D.; DEMERY, D.A.; TURKMANI, A.M.D. **Sounding techniques for wideband mobile radio channels: a review**, IEEE Transactions Communications Technology, vol.138, October 1991
- 5 BELLO, P. A. **Characterization of randomly time-variant linear channels**, IEEE Transactions on Antennas Propagation, 1963.
- 6 YACOUB, M. D. **Foudations of Mobile radio engineering**, Florida: CRC Press Inc., 1993.
- 7 MATOS, L. J. **Influência da vegetação na dispersão dos sinais radiomóveis**. Rio de Janeiro, 2005. 215p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2005
- 8 GONSIOROSKI, L. H. F. S. **Caracterização do Canal de Propagação Banda Larga e Modelagem da Perda Trasmissão através de Edificações em Regões Urbanizadas na Faixa de 2,5 GHz**. Rio de Janeiro , 2013.Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2013

- 9 G.G. Joshi; C.B. Dietrich Jr., C.R. Anderson, W.G. Newhall, W.A. Davis, J. Isaacs and G. Barnett. **Near-ground channel measurements over line-of-sight and forested paths**, IEEE Proc – Microw. Antennas Propag. Vol 152, N° 6. December 2005.
- 10 LENI J. MATOS and GLÁUCIO L. SIQUEIRA, Members IEEE – **Time and Frequency Dispersion Parameters Measurements at 1,88 GHz in a Vegetated Channel**, Journal of Communication and Information System, Vol. 24, 2009.
- 11 CHANG, R. W. **Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission**, Bell Syst. Tech. J., vol. 45, Dec. 1966.
- 12 WEINSTEIN, S.; EBERT, P. **Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform**, IEEE Transactions Communications Technology. vol.19, N°. 5, Oct. 1971.
- 13 PELED, A.; RUIZ, A. **Frequency Domain Data Transmission using computacional complex algoritms**, Denver: 1980, Proc. IEEE Conf. Acoustic Speech Signal Processing.
- 14 RON, C.V.R. **Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na faixa de 3,5GHz em Ambiente Urbano**, 2009. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2009.
- 15 BERTONI, L. H. **Radio Propagation for Modern Wireless Systems**, New Jersey: Prentice Hall PTR, 2000.
- 16 JAROSLAV SMIT, **RÁDIO PROPAGAÇÃO**, São Paulo: Erica, 1986.

- 17 PELED, A.; RUIZ, A. **Frequency Domain Data Transmission using computacional complex algoritms**, Denver: 1980, Proc. IEEE Conf. Acoustic Speech Signal Processing.
- 18 PRASAD, R..**OFDM for wireless communication systems**, London: Artech House 2004.
- 19 JEFREY, G.A.; ARUNABHA G.; RIAS M. **Fundamentals of WiMAX**, Upper Saddle River: Pearson Education, Inc., 2007
- 20 SOUZA, E.; JOVANOVIC, V.; DAIGNEAULT, C. Delay spread measurements for the digital cellular channel in Toronto, **IEEE Transactions on veicular tecnhnology**, vol 43. No 4, pp. 837-847, 1994.
- 21 Figura 1.2 disponível em:  
<<http://www.infolata.wordpress.com/2011/09/26/qual-e-a-diferença-entre-3g-e-4g2>>
- 22 Figura 1.3 disponível em:  
<<http://www.teleco.com.br/tecnocel.asp>>
- 23 Figura 2.1 disponível em:  
<<http://www.ondasesons.blogspot.com.br/2010/10/propriedadeecaracteristicaodaonda>>
- 24 Figura 2.2 disponível em:  
<[http://www.set.orgbr/artigos/ed1321/ed132\\_redes.asp](http://www.set.orgbr/artigos/ed1321/ed132_redes.asp)>
- 23 Figura 2.13 disponível em:  
<[http://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1277570](http://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1277570)>
- 24 Figura 2.14 disponível em:  
<[http://www.img.lx.it.pt/~fp/cav/ano2010\\_2011/trabalhos\\_merc\\_2011/artigo8/8tv\\_digital\\_terrestre\\_jose\\_lucas/tecnologia.html](http://www.img.lx.it.pt/~fp/cav/ano2010_2011/trabalhos_merc_2011/artigo8/8tv_digital_terrestre_jose_lucas/tecnologia.html)>

## APÊNDICE “A” – Código Desenvolvido para Captura de Dados.

```

%%% PROGRAMA PARA OBTENÇÃO DE PERFIS DE RETARDO COM USO DE
FILTRO CASADO
clc
clear all

% Varia o Limiar
threshold=0;

% Sinal OFDM (componentes I Q recebido)- s'(t)
sinrot2=dlmread('Sinal_Recebido_JC_Rota3.txt'); % valores de I Q recebidos
tam_sinrot2=size(sinrot2);

for i=1:tam_sinrot2(1)
sinrot2_novo=[sinrot2(i,7:end) zeros(1,2176)];

% Sinal OFDM transmitido - s(t)
entrada=dlmread('Sinal_OFDM_PN_Original.txt'); % sinal original da PN
entrada=entrada';

% Inversão do sinal OFDM transmitido - s(-t)
q2=fliplr(entrada); % O tempo da função pn da eq do FC te de ser negativo

% Função do filtro casado = o sinal invertido (s(-t)) deslocado de T = s(T-t)
q2=[q2 zeros(1,2176)];

% FFT de s(T-t)
ft_entrada1=fft(q2); % fft da PN original já invertida

% FFT de s'(t)
ft_sinrot2=fft(sinrot2_novo); % fft do sinal recebido rota 2

% saída do filtro casado - F[s(T-t)]. F[s'(t)]
saida=(ft_entrada1).*(ft_sinrot2); % multiplicação das funções tx e rx
ift_saida=ifft(saida);% voltar ao dominio do tempo
ift_saida=ift_saida./max(ift_saida);
perfil_retardo(i,:)=(abs(ift_saida(2176:end-1))).^2;% modulo ao quadrado
end
% figure(1)
% plot (ift_saida);

%%%

% Coloca o resultado da Autocorrelação em dBW
for i = 1: tam_sinrot2(1)
    h_dBW(i,:)= 10*log10((abs(perfil_retardo(i,:))).^2);
end
tam_h=size(h_dBW);

%
clear i Ph tam_Sinal_Recebido
% APLICAÇÃO DA TÉCNICA CFAR
% Traçar o Limiar de Ruído em cada linha
Multipercorso_Valido=(ones(tam_h(1),tam_h(2)-1))*(-100);
for m = 1:tam_h(1);
    % Analisa a linha de referência
    mediana_h(m,1) = median(h_dBW(m,:));
    desvio_h(m,1) = std(h_dBW(m,:));
    max_h(m,1) = max(h_dBW(m,:));
    limiardB(m,1) = max_h(m,1) + mediana_h(m,1) + desvio_h(m,1)-threshold;
    Multipercorso_Valido(m,1)= h_dBW(m,1);

```

```

end

for linha = 2:tam_h(1)-1;
    for coluna = 2:50
        %if h_dBW(linha,coluna)> h_dBW(linha,coluna-1) && h_dBW(linha,coluna)> h_dBW(linha,coluna+1)%
        tem que ser pico
            if h_dBW(linha,coluna) > limiardB(linha,1) && h_dBW(linha-1,coluna) > limiardB(linha-1,1) &&
            h_dBW(linha+1,coluna) > limiardB(linha+1,1)
                if h_dBW(linha,coluna-1) > limiardB(linha,1)&& h_dBW(linha-1,coluna-1) > limiardB(linha-1,1)&&
                h_dBW(linha+1,coluna-1) > limiardB(linha+1,1) || h_dBW(linha,coluna+1) > limiardB(linha,1)&& h_dBW(linha-
                1,coluna+1) > limiardB(linha-1,1)&& h_dBW(linha+1,coluna+1) > limiardB(linha+1,1)
                    Multipercurso_Valido(linha-1,coluna)=h_dBW(linha,coluna);
                else
                    Multipercurso_Valido(linha-1,coluna)=-100;
                end
            else
                Multipercurso_Valido(linha-1,coluna)=-100;
            end
        %else
        %Multipercurso_Valido(linha-1,coluna)=-100;
        %end
    end
end

%clear coluna desvio_h linha m max_h mediana_h

% Manipulação de Matrizes para plotagem correta do Gráfico
h_dBW_novo=zeros(tam_h(1),tam_h(2));
h_dBW_novo(1:tam_h(1)-1,1)=h_dBW(1:tam_h(1)-1,1);
h_dBW_novo(1:tam_h(1)-1,2:tam_h(2))=h_dBW(2:tam_h(1),2:tam_h(2));
Ts=tam_h(2)/50;
tempo=linspace(0,Ts,tam_h(2));
increm_freq=1/tempo(1,2);
frequencia=linspace(2487-25,2487+25,tam_h(2));

% Calculo do RMS Delay Spread
for i=1:tam_h(1)
    num=0;
    den=0;
    xxx=50;
    for j=2:xxx
        if Multipercurso_Valido(i,j)~-100
            num=num+abs(Multipercurso_Valido(i,j))*tempo(1,j);
            den=den+abs(Multipercurso_Valido(i,j));
        else
            end
    end
    Retardo_Medio(i,1)=num/den;
end
Retardo_Medio(find(isnan(Retardo_Medio)==1))=max(Retardo_Medio);
Media_Retardo_Medio=mean(Retardo_Medio);
Desvio_Retardo_Medio=std(Retardo_Medio);

for i=1:tam_h(1)
    num2=0;
    den2=0;
    for j=2:xxx
        if Multipercurso_Valido(i,j)~-100
            num2=num2+((tempo(1,j)- Retardo_Medio(i,1)).^2)*abs(Multipercurso_Valido(i,j));
            den2=den2+abs(Multipercurso_Valido(i,j));
        else
            end
    end
    Retardo_RMS(i,1)=sqrt(num2/den2);
end

Retardo_RMS(find(isnan(Retardo_RMS)==1))=min(Retardo_RMS);
Media_Retardo_RMS=mean(Retardo_RMS);

```

```

Desvio_Retardo_RMS=std(Retardo_RMS);

clear num linha j i den Ts ans num2 den2
%% Gera dados GPS
% As latitudes e longitudes de cada ponto da rota utilizada na medição foi
% capturada e registrada por um receptor GPS da marca GARMIN 62 GPSMAP, em
% formato txt. Entretanto foi necessário criar um script que pegasse do TXT
% apenas os dados de LAT, LON, data, hora, minuto e segundo.
% Pelo fato do GPS não aquisitar posições exatamente de segundo em segundo,
% foi necessário realizar a interpolação dos dados.

%Abre Arquivo txt com coordenadas GPS gerados pelo GPS GARMIM 62 GPSMAP
Arq_GPS = fopen('Mapa3.txt');

%Converte todo arquivo txt em formato hexadecimal
Data_Hex=fread(Arq_GPS,Inf,'schar');
fclose(Arq_GPS);

%%Converte de Hexadecimal para String
Data_Str=char(Data_Hex);

%% Cria um índice para a busca das informações importantes
% o índice escolhido foi as letras t,d, que aparecem no início de cada
% linha do arquivo TXT

Ind=strfind(Data_Str,'t,d,');

%% Cria ponteiros para retirar as Strings desejadas (LAT, LON, DAT, HOR,
% MIN, SEG)

for i=1:length(Ind)
    LAT{i,1} = Data_Str(Ind(i)+4:Ind(i)+14);
    LON{i,1} = Data_Str(Ind(i)+15:Ind(i)+25);
    DAT{i,1} = Data_Str(Ind(i)+26:Ind(i)+35);
    HOR{i,1} = Data_Str(Ind(i)+37:Ind(i)+38);
    MIN{i,1} = Data_Str(Ind(i)+40:Ind(i)+41);
    SEG{i,1} = Data_Str(Ind(i)+43:Ind(i)+45);
end
HOR=str2double(HOR);
MIN=str2double(MIN);
SEG=str2double(SEG);
LAT=str2double(LAT);
LON=str2double(LON);
Dados=[LAT LON HOR MIN SEG];

% Diminui 3 horas devido a um erro de GMT do GPS
Tam2=size(Dados);
for L=1:Tam2(1)
    if Dados(L,3)>=3
        Dados(L,3)=Dados(L,3)-3;
    else
        Dados(L,3)=Dados(L,3)+21;
    end
end

%% Montagem da Planilha GPS
GPS = [(Dados(:,3)+Dados(:,4)/60+Dados(:,5)/3600) Dados(:,1) Dados(:,2)];
Tam=size(GPS);
i=1;
j=1;
while i < Tam(1)
    if GPS(i,1)~=GPS(i+1,1)
        GPS_Novo(j,1)=GPS(i,1);
        GPS_Novo(j,2)=GPS(i,2);
        GPS_Novo(j,3)=GPS(i,3);
        i=i+1;
        j=j+1;
    else
        GPS_Novo(j,1)=GPS(i+1,1);

```

```

GPS_Novo(j,2)=GPS(i+1,2);
GPS_Novo(j,3)=GPS(i+1,3);
i=i+2;
j=j+1;
end
end

%Faz a interpolação das Latitudes
LATx= [GPS_Novo(:,1)];
LATy=[GPS_Novo(:,2)];
LATxi=GPS_Novo(1,1):0.0001:GPS_Novo(end,1);
LATyi=interp1(LATx,LATy,LATxi)';

%Faz a interpolação das Longitudes
LONx= [GPS_Novo(:,1)];
LONy=[GPS_Novo(:,3)];
LONxi=GPS_Novo(1,1):0.0001:GPS_Novo(end,1);
LONyi=interp1(LONx,LONy,LONxi)';

%%% Cria uma Matriz Resultado
GPS_Interpolado=[LATxi' LATyi LONyi];
tam_GPS=size(GPS_Interpolado);

%%% Acrescentando a distância entre cada ponto interpolado e o Tx no
%%% CASA DA jorge carlos
LAT1 = -22.913551; LONG1 = -43.237288;

for n=1:tam_GPS(1)
    GPS_Interpolado(n,4) = (6371*acos(cos(pi*(90-LAT1)/180)*cos((90-
(GPS_Interpolado(n,2)))*pi/180)+sin((90-LAT1)*pi/180)*sin((90-
(GPS_Interpolado(n,2)))*pi/180)*cos((GPS_Interpolado(n,3)-LONG1)*pi/180))) *1000;
end

%% Etapa de Interação com o Usuário para informações de cada ponto da Rota
% Esse script permite que através do mapa georeferenciado o usuário possa
% escolher um ponto onde foi feita medição e saber todos os dados do ponto
% como Retardo Médio, Retardo RMS e potência do sinal.
close all
for i=1:tam_h(1)-1
    Resultado_Final(i,:)=sinrot2(i+1,3) sinrot2(i+1,4) sinrot2(i+1,6) Retardo_Medio(i,1) Retardo_RMS(i,1);
end

GPS=GPS_Interpolado;
figure(1)
subplot(2,2,1), plot(GPS(:,3),GPS(:,2),'k')
title('Escolha o Ponto Desejado')
ylabel('Latitude');
xlabel('Longitude');
hold on
subplot(2,2,1),plot(Resultado_Final(:,1),Resultado_Final(:,2),'ro')
set(gcf,'Position',[0,0,1500,700])
dcm_obj = datacursormode(figure(1));
set(dcm_obj,'DisplayStyle','datatip','SnapToDataVertex','off','Enable','on')
disp('Clique no Ponto que Deseja Saber o Retardo Médio e depois aperte espaço')
pause %Pausa para o usuário escolher o ponto
c_info = getCursorInfo(dcm_obj);
RM=Resultado_Final(c_info.DataIndex,4);
Potencia=Resultado_Final(c_info.DataIndex,3);
RRMS=Resultado_Final(c_info.DataIndex,5);
clc
disp(['O Retardo Médio no Ponto Selecionado é Igual a ' num2str(RM) 'us'])
disp(['O Retardo RMS do sinal no Ponto Selecionado é Igual a ' num2str(RRMS) 'us'])
disp(['A Potência Média do sinal no Ponto Selecionado é Igual a ' num2str(Potencia) 'dBm'])
disp(['Resultados referentes ao Perfil de Retardo número: ' num2str(c_info.DataIndex)])

linha=c_info.DataIndex;
subplot(2,2,2),plot(tempo(1,1:2175),Multipercorso_Valido(linha,:),'r')
title(['Perfil de Retardo da Posição LAT:' num2str(c_info.Position(2)) ' LON:' num2str(c_info.Position(1))]);
xlabel('Retardo em [us]');
ylabel('Potência do Retardo em [dBW]');
hold on

```

```

plot(tempo,h_dBW_novo(linha,:))
hold on
plot(tempo,limiardiB(linha+1,1)*ones(1,2176),'g--')
subplot(2,2,3), plot(tempo,abs(sinrot2(linha,7:end)))
title(['Sinal Recebido no Domínio do Tempo na Posição LAT:' num2str(c_info.Position(2)) ' LON:'
num2str(c_info.Position(1))]);
xlabel('Tempo em [us]');
ylabel('Tensão em [V]');
subplot(2,2,4), plot(frequencia,fftshift(10*log10((abs(fft(sinrot2(linha,7:end))))).^2*1000/50)))
title(['Sinal Recebido no Domínio da Frequência na Posição LAT:' num2str(c_info.Position(2)) ' LON:'
num2str(c_info.Position(1))]);
xlabel('Frequência em [MHz]');
ylabel('Potência do Sinal em dBm');

%clear Resultado2 Resultado1 GPS linha tamGPS i ans Ts RM Potencia n

```

#### Cálculo da Banda de Coerência

```

%% Cálculo da banda de coerência dos perfis
Ts=tam_Rt(2)/50;
tempo=linspace(0,Ts,tam_Rt(2));
increm_freq=1/tempo(1,2);
frequencia=linspace(2487-25,2487+25,tam_Rt(2));

for m=1:tam_Rt(1)
% Vetor com as posições de 50%
for n=1:2176
if RTn(m,n)<0.5
f50(m)=n; % Guarda a posição n do ponto de 50%/Está depois do ponto exato.
f49(m)=n-1; % Guarda a posição n-1 do ponto de 50%/Está antes do ponto exato.
P50(m)=RTn(m,n) ;
P49(m)=RTn(m,n-1);
break;
end
end

% Vetor com as posições de 90%
for n=1:2176
if RTn(m,n)<0.9
f90(m)=n; % Guarda a posição n do ponto de 90%/Está depois do ponto exato.
f89(m)=n-1; % Guarda a posição n do ponto de 90%/Está antes do ponto exato.
P90(m)=RTn(m,n) ;
P89(m)=RTn(m,n-1);
break;
end
end
end

for m=1:tam_Rt(1)
Banda_Coerencia_50(m) =((0.5-P49(m))./(P50(m)-P49(m))+(f49(m)-1)).*increm_freq;
Banda_Coerencia_90(m) =((0.9-P89(m))./(P90(m)-P89(m))+(f89(m)-1)).*increm_freq;
end

%Média e desvio padrão da banda de coerência
Media_BC_50=mean(Banda_Coerencia_50);
Desvio_BC_50=std(Banda_Coerencia_50);

Media_BC_90=mean(Banda_Coerencia_90);
Desvio_BC_90=std(Banda_Coerencia_90);

```

**Apêndice “B” – Valores de Espalhamento de Retardos das Rotas A, B e C.**

Valores de Espalhamento de Retardos da Rota A.

0.5107	0.2471	0.3296	0.2981	0.3237	0.3430	0.4434	0.4057	0.3223	0.3863
0.4148	0.2953	0.3355	0.2889	0.2995	0.3163	0.3352	0.3736	0.4045	0.1783
0.3375	0.3134	0.3738	0.3276	0.3164	0.3651	0.3805	0.3852	0.4072	0.1856
0.2551	0.3822	0.2866	0.2583	0.2744	0.3115	0.3424	0.4071	0.1031	0.1556
0.2751	0.3510	0.2898	0.2205	0.2343	0.3098	0.4405	0.4638	0.0910	0.2608
0.3052	0.3059	0.2336	0.2642	0.2641	0.3446	0.5040	0.4596	0.4685	0.3160
0.3144	0.3367	0.2947	0.3298	0.2787	0.3980	0.4577	0.3513	0.4765	0.1509
0.2628	0.3258	0.1860	0.3194	0.2873	0.4262	0.5301	0.2925	0.4791	0.1256
0.2196	0.3229	0.2337	0.2736	0.2834	0.3904	0.4977	0.2243	0.2772	0.2527
0.2047	0.3099	0.2091	0.3304	0.3103	0.3875	0.4764	0.2476	0.3589	0.2578
0.1856	0.2186	0.2612	0.2248	0.1239	0.4514	0.3841	0.2585	0.3738	0.1049
0.2890	0.2393	0.3550	0.1910	0.1951	0.4159	0.3167	0.3438	0.3058	0.1067
0.2658	0.2451	0.3237	0.2950	0.2114	0.3319	0.3254	0.3525	0.2141	0.1205
0.1921	0.2183	0.3240	0.3557	0.1736	0.3529	0.4379	0.3069	0.2276	0.2245
0.2124	0.1623	0.3325	0.2532	0.1777	0.4134	0.1547	0.1737	0.2220	0.2547
0.2500	0.1783	0.3377	0.2559	0.2031	0.4769	0.1677	0.3645	0.1977	0.1439
0.3248	0.2210	0.2563	0.2502	0.1809	0.3761	0.2264	0.2785	0.3183	0.1533
0.2847	0.2732	0.2522	0.3790	0.2799	0.4010	0.2330	0.3075	0.2855	0.2839
0.3162	0.2951	0.2612	0.3833	0.2160	0.3982	0.3927	0.3218	0.1847	0.3136
0.4091	0.2944	0.2668	0.4102	0.3341	0.4215	0.3861	0.3006	0.1556	
0.1542	0.1118	0.2315	0.1657	0.2177	0.2164	0.5301	0.0910	0.1951	

## Valores de Espalhamento de Retardos da Rota B.

0.2730	0.2787	0.3611	0.4683	0.3605	0.3595
0.3183	0.3112	0.4341	0.4468	0.3802	0.3879
0.2993	0.3196	0.4139	0.3858	0.2516	0.2948
0.2969	0.3262	0.5780	0.3986	0.2369	0.3648
0.3193	0.2718	0.4625	0.3270	0.1709	0.2485
0.3240	0.3331	0.5809	0.3994	0.2587	0.4646
0.3003	0.3239	0.4849	0.3150	0.2642	0.2404
0.4038	0.4486	0.5129	0.3155	0.4487	0.2523
0.2733	0.3810	0.5435	0.3396	0.3894	0.2402
0.3503	0.4311	0.5142	0.3004	0.3591	0.2422
0.3091	0.2717	0.5893	0.3454	0.3273	0.2667
0.3499	0.2880	0.4720	0.3392	0.2901	0.5893
0.3231	0.2991	0.5628	0.4562	0.4188	0.5893
0.3280	0.2903	0.4756	0.4480	0.3862	0.4756
0.3415	0.3258	0.5281	0.3864	0.3969	0.3810
0.3280	0.3924	0.4822	0.3668	0.3631	
0.3217	0.3076	0.4798	0.3636	0.3759	
0.3766	0.2556	0.4851	0.3915	0.4217	
0.3748	0.2371	0.5310	0.4215	0.2737	
0.3593	0.4470	0.5142	0.4378	0.3790	

### Valores de Espalhamento de Retardos da Rota C

0.3392	0.1912	0.2419	0.4331	0.2854	0.4952
0.2829	0.2069	0.3203	0.3075	0.2696	0.3790
0.3733	0.2742	0.2195	0.3664	0.2593	0.3595
0.2666	0.2335	0.4560	0.4437	0.2304	0.3879
0.4113	0.1756	0.2543	0.4098	0.2879	0.2948
0.2946	0.3385	0.3180	0.1983	0.2811	0.3648
0.2993	0.1950	0.3525	0.2876	0.3881	0.2485
0.2552	0.2274	0.3129	0.3440	0.4152	0.4646
0.2441	0.2887	0.3713	0.3329	0.4952	0.2404
0.2305	0.2519	0.2871	0.2338	0.1208	0.2523
0.2479	0.2649	0.4766	0.1856	0.2879	0.2402
0.2322	0.1907	0.4669	0.3041	0.2919	0.2422
0.4133	0.1978	0.3783	0.4344	0.3372	0.2667
0.1847	0.1061	0.3060	0.1748	0.1949	0.5893
0.1914	0.4140	0.2200	0.1413	0.1865	0.5893
0.3176	0.3262	0.2381	0.2511	0.2500	
0.1982	0.3485	0.3398	0.3165	0.1459	
0.2891	0.2868	0.4612	0.2485	0.2855	
0.2499	0.2766	0.4053	0.2653	0.2520	
0.2036	0.2329	0.3781	0.2418	0.4952	

## Apêndice “C” – Datasheets de equipamentos

# High Power Amplifier

## ZHL-16W-43+

50Ω 1800 to 4000 MHz

### The Big Deal:

- Broadband - High Power, 16 Watt
- Rugged
- Internal Protection from Load and Temperature



ZHL-16W-43+

Price: \$1595 (QTY 1-9)



ZHL-16W-43X+

Price: \$1545 (QTY 1-9)

### Product Overview:

Mini-Circuits ZHL-16W-43+ offers high power (16W) with rugged reliability over a broad frequency range from 1800 to 4000 MHz. This model includes temperature sensing circuits for automatic shutdown and output load protection to operate into a short or an open load making it ideal for use in laboratory or field applications.

### Summary Performance at 2 GHz

$P_{OUT} @ 3dB (P_{SAT})$	16	W, typ.
Gain	45	dB, typ.
IP3	+47	dBm, typ.
$P_{OUT} (at 1dB)$	+41	dBm, typ.
DC Current (at 28V)	4.3	A, max.
Operating Frequency: 1800 to 4000 MHz		

### Key Features

Feature	Advantages
Combination of Power and Bandwidth	Offering a unique combination of output power over a broad frequency range, the ZHL-16W-43+ is ideal for laboratory and other test applications which require a high degree of flexibility to deliver power over a wide array of applications including <ul style="list-style-type: none"> <li>• PCS, UMTS, LTE and wireless</li> <li>• WIMAX</li> <li>• Radar</li> <li>• Microwave radio and ISM</li> </ul>
Excellent Input and Output VSWR	With 1.3:1 output VSWR, the ZHL-16W-43+ is designed for use in driving circuits with a variety of impedances and still provide consistent, reliable output power.
Over Temp Shutdown	The ZHL-16W-43+ includes internal temperature monitoring circuits to automatically shut down the amplifier in the event of over temperature operation. Set for approximately +85°C shutdown (with auto recovery at 70°C), this feature ensures that users who have difficulty in controlling their thermal environment or need to operate in a remote mode and cannot monitor the amplifier real time, can function with the security that a thermal run-away condition will be avoided through this self management feature. Furthermore, the ZHL-16W-43+ provides a TTL output to indicate thermal shutdown for remote automated systems.
Output Load Protection	A high root cause for damage to power amplifiers is the operation into highly reflective loads. The ZHL-16W-43+ power amplifier includes circuits to enable the amplifier to operate without damage in the presence of an open or short over all phases.

Coaxial

# High Power Amplifier

ZHL-16W-43+

50Ω 16W 1800 to 4000 MHz

## General Description

Mini-Circuits ZHL-16W-43+, is a wide band High Power Amplifier providing 16W saturated output power over more than an octave up to 4000 MHz. It supports a variety of applications from communication or radar to critical test and measurement systems and includes over-temperature self-protect and alarming circuits as well as internal protection circuits to prevent damage due to operation into an open or short under full RF power.

## Features

- High power, 16 Watt
- Low Current consumption, 3A typ.
- High IP3, +47 dBm typ.
- Usable over 800 to 4200 MHz
- Good gain flatness, ±1.5 dB typ.
- No damage with an open or short output load under full CW output power
- Overheat-protection automatic shuts off when base plate temperature exceeds +80°C

## Applications

- PCN
- GSM
- ISM
- WMax
- Lab test



Model No.	ZHL-16W-43-S+	ZHL-16W-43X-S+ <sup>▲</sup>
Case Style	BT1344	
Connectors	SMA / D-Sub Male	
Price (Qty.)	\$1595.00 ea. (1-9)	\$1545.00 ea. (1-9)

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

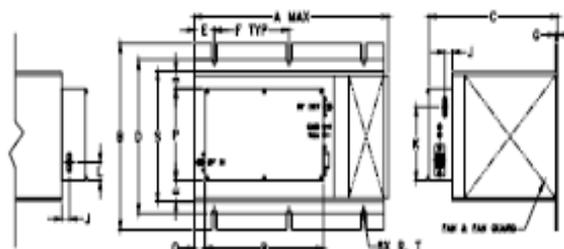
The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

## Electrical Specifications

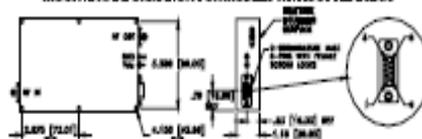
Parameter	ZHL-16W-43-S+			ZHL-16W-43X-S+ <sup>▲</sup>			Units
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Frequency Range	1800		4000	1800		4000	MHz
Gain	40	45	50	40	45	50	dB
Gain Flatness			±2.0			±2.0	dB
Output Power at 1dB compression	+39	+41		+39	+41		dBm
Saturated Output Power at 3dB compression	+40	+42		+40	+42		dBm
Noise Figure		6.0			6.0		dB
Output third order intercept point		+47			+47		dBm
Input VSWR		1.5			1.5		:1
Output VSWR		1.3			1.3		:1
DC Supply Voltage		28	30		28	30	V
Supply Current			4.3			4.0	A

<sup>▲</sup>Heat sink and fan not included. Alternative heat sinking and heat removal must be provided by the user to limit maximum base-plate temperature to 80°C, in order to ensure proper performance. For reference, this requires thermal resistance of user's external heat sink to be 0.100°C/W max. at 47°C ambient.

## Outline Drawing



### MOUNTING INFORMATION FOR MODELS WITHOUT HEAT/SINK



Outline Dimensions (inches/mm)

## Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-20°C to 47°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Base Plate Temperature	60°C
Input RF Power (no damage) <sup>1</sup>	+9 dBm

<sup>1</sup> Peak envelop power. (Refer to Application Note AN-60-037 for PEP calculation). Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

## D-Sub Male Connector Pin Connections<sup>▲</sup>

Pin Function	Label on unit	Pin #	Color	Gauge
None	N/C1, N/C2 N/C4, N/C5	1,2,4,5	None	None
Thermal Shut-Off Indication	TTL Out	3	Orange	26 AWG
DC Input (+)	Vdc	6,7	Red	18 AWG
Ground	GND	8,9	Black	18 AWG

A MM-2412S possui sistema de tilt mecânico, facilitando os ajustes de direcionamento horizontal e vertical. Para usufruir das vantagens oferecidas por esse sistema, deslize a abraçadeira U, inclinando a antena para cima ou para baixo, conforme o caso. Veja fotos 4 e 5.



Depois de devidamente direcionada, trave o mastro para impedir que a antena gire com a ação do vento. Esse é um item importante, pois a antena é diretiva e a mudança de posição acarretará perda do sinal recebido.

Vede bem todas as conexões usando borracha de silicone ou fita isolante de autofusão, evitando infiltração de umidade no cabo coaxial, o que também poderia causar perda de sinal.

Prenda o cabo coaxial ao mastro utilizando abraçadeiras de plástico, fita isolante ou linha de nylon. Essa medida evita que o cabo se movimente com o vento, o que poderia desajustar a conexão.

### Recomendações:

- Utilize sempre mastros com diâmetro externo entre 7/8" (22mm) e 1 1/4" (32 mm),
- Evite acidentes!! Nunca instale a antena perto dos fios da rede elétrica.

**AQUÁRIO**

KIDASEN IND. E COM. DE ANTENAS LTDA.

Av. Sincler Sambatti, 9479 • CEP 87065-405 • Maringá - PR

Fone: 44 3261-7300 • Fax: 0800 44 1515

S.A.T. • Serviço de Atendimento Técnico • Fone: 0800 44 8000

[www.aquario.com.br](http://www.aquario.com.br)

**AQUÁRIO**

**MM-2412S**  
Antena Pannel Setorial 60°

## MANUAL DE INSTALAÇÃO DA ANTENA MM-2412S

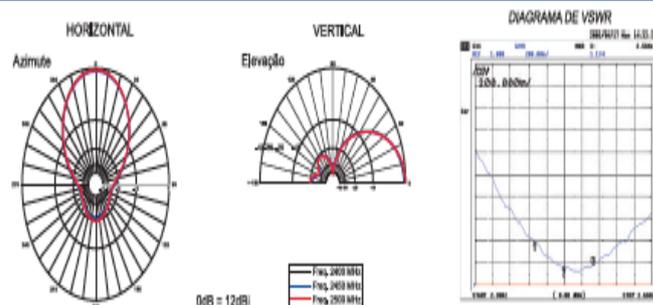
A Antena MM-2412S é uma exclusividade Aquário, pois, opera nas polarizações vertical e horizontal mantendo o mesmo ângulo de abertura. Projetada para enviar e receber sinal de rede wireless, ela possui alto rendimento, maior resistência mecânica e fácil ajuste de direcionamento e elevação. Intercalando seis antenas MM-2412S consegue-se obter padrão omnidirecional.

### ESPECIFICAÇÕES TÉCNICAS

Frequência	2,4 - 2,5 Ghz
VSWR	<1,5:1
Ganho	12dBi
Relação Frente/Costas	20dB
Rejeição de Polarização	30dB
Conector	N Fêmea
Impedância Nominal	50 Ω
ΘE	55°
ΘH	58°
Peso	385 g
Medida	170 mm



### DIAGRAMAS DE IRRADIAÇÃO



**Antena Pannel Setorial 60°**  
2,4 a 2,5 Ghz

12dBi

## Specifications

### • MG3700A Vector Signal Generator

The following conditions are applied unless otherwise specified. Common to CW mode and modulation mode. [Continuous mode: Off, External ALC: Off, Frequency switching speed: Normal, Pulse modulation: Off], Only during modulation mode [Input level to DAC (RMS): Full scale 14 dB to full scale 17 dB, Sampling rate: >100 kHz, Memory mode: Except combining two waveform, IQ Output: Off, After CAL execution, During Internal modulation]

Frequency	Range	250 kHz to 3 GHz (Standard), 250 kHz to 6 GHz (Option)																																																							
	Resolution	0.01 Hz																																																							
	Internal reference oscillator	Frequency: 10 MHz, Aging rate: $\pm 1 \times 10^{-6}$ /day, $\pm 1 \times 10^{-7}$ /year, Temperature stability: $\pm 2 \times 10^{-8}$ (0° to 50°C), Start-up characteristics (at 23°C): $\pm 5 \times 10^{-8}$ (After 5 min, compared to frequency after 24 h warm-up)																																																							
	External reference input	Frequency: 5 MHz/10 MHz (auto-switching), Operating range: $\pm 1$ ppm, Input level: $\geq 0.7$ Vp-p/50Ω (AC coupled), Connector: BNC-J (rear panel, Ref Input)																																																							
	Buffer output (Reference output)	Frequency: 10 MHz, Output level: TTL (DC-coupled), Connector: BNC-J (rear panel, Buffered Output)																																																							
Switching time		Response time from final command to $\pm 0.1$ ppm of set frequency on GPIB *: (When set frequency is 1 GHz or less, response time from final command to $\pm 100$ Hz) When Frequency change speed = Normal: $\leq 40$ ms (When exceeding 3 GHz) $\leq 15$ ms (When the amount of frequency change is less than 1 GHz without exceeding 3 GHz) $\leq 20$ ms (When the amount of frequency change is 1 GHz or more without exceeding 3 GHz) When Frequency change speed = Fast: $\leq 40$ ms (When exceeding 3 GHz) $\leq 10$ ms (When not exceeding 3 GHz) With Mechanical Attenuator Option Regardless of frequency change speed: $\leq 100$ ms (When exceeding 3 GHz) $\leq 80$ ms (When not exceeding 3 GHz)																																																							
	Frequency setup and Display	Direct setup: Absolute value of frequency is set up and displayed. Setup by CH: CH assigned to frequency. Separate CH tables can be assigned to two or more systems (groups). Group names and CH numbers are set and displayed. Furthermore, the corresponding frequency is displayed simultaneously.																																																							
Output level	Settable range	-140 to +13 dBm (At CW, accuracy range: -136 to +6 dBm) With Mechanical Attenuator Option -140 to +19 dBm (At CW, accuracy range: -136 to +10 dBm) *: Refer to Vector modulation. At vector modulation, level error is compared with CW for level accuracy at vector modulation.																																																							
	Unit	Power: dBm Voltage: dBμV (terminate voltage display), dBμV (open voltage display)																																																							
	Resolution	0.01 dB (dBm, dBμV)																																																							
	Accuracy		At CW and 23 ±5°C: <table border="1"> <thead> <tr> <th rowspan="2">Level (p) [dBm]</th> <th colspan="3">Frequency (f) [Hz]</th> </tr> <tr> <th>250 k ≤ f &lt; 25 M</th> <th>25 M ≤ f ≤ 3 G</th> <th>3 G &lt; f ≤ 6 G*</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>+3 &lt; p ≤ +6</td> <td>—</td> <td>±0.5 dB</td> <td>—</td> </tr> <tr> <td>-1 &lt; p ≤ +3</td> <td>—</td> <td>±0.5 dB</td> <td>±0.8 dB</td> </tr> <tr> <td>-120 ≤ p ≤ -1</td> <td>±0.5 dB typ.</td> <td>±0.5 dB</td> <td>±0.8 dB</td> </tr> <tr> <td>-127 ≤ p &lt; -120</td> <td>—</td> <td>±0.7 dB</td> <td>±2.5 dB typ.</td> </tr> <tr> <td>-136 ≤ p &lt; -127</td> <td>—</td> <td>±1.5 dB typ.</td> <td>—</td> </tr> </tbody> </table> *: Upper frequency 6 GHz option required for 3 GHz < f ≤ 6 GHz. With Mechanical Attenuator Option <table border="1"> <thead> <tr> <th rowspan="2">Level (p) [dBm]</th> <th colspan="3">Frequency (f) [Hz]</th> </tr> <tr> <th>250 k ≤ f &lt; 25 M</th> <th>25 M ≤ f ≤ 3 G</th> <th>3 G &lt; f ≤ 6 G*</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>+7 &lt; p ≤ +10</td> <td>±0.5 dB typ.</td> <td>±0.5 dB</td> <td>—</td> </tr> <tr> <td>-100 ≤ p ≤ +7</td> <td>±0.5 dB typ.</td> <td>±0.5 dB</td> <td>±0.8 dB</td> </tr> <tr> <td>-120 ≤ p &lt; -100</td> <td>±0.5 dB typ.</td> <td>±0.5 dB</td> <td>±1.0 dB</td> </tr> <tr> <td>-127 ≤ p &lt; -120</td> <td>—</td> <td>±0.7 dB</td> <td>±2.5 dB typ.</td> </tr> <tr> <td>-136 ≤ p &lt; -127</td> <td>—</td> <td>±1.5 dB typ.</td> <td>—</td> </tr> </tbody> </table> *: Upper frequency 6 GHz options required for 3 GHz < f ≤ 6 GHz.	Level (p) [dBm]	Frequency (f) [Hz]			250 k ≤ f < 25 M	25 M ≤ f ≤ 3 G	3 G < f ≤ 6 G*	+3 < p ≤ +6	—	±0.5 dB	—	-1 < p ≤ +3	—	±0.5 dB	±0.8 dB	-120 ≤ p ≤ -1	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	±0.8 dB	-127 ≤ p < -120	—	±0.7 dB	±2.5 dB typ.	-136 ≤ p < -127	—	±1.5 dB typ.	—	Level (p) [dBm]	Frequency (f) [Hz]			250 k ≤ f < 25 M	25 M ≤ f ≤ 3 G	3 G < f ≤ 6 G*	+7 < p ≤ +10	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	—	-100 ≤ p ≤ +7	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	±0.8 dB	-120 ≤ p < -100	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	±1.0 dB	-127 ≤ p < -120	—	±0.7 dB	±2.5 dB typ.	-136 ≤ p < -127	—	±1.5 dB typ.	—
		Level (p) [dBm]	Frequency (f) [Hz]																																																						
	250 k ≤ f < 25 M		25 M ≤ f ≤ 3 G	3 G < f ≤ 6 G*																																																					
+3 < p ≤ +6	—	±0.5 dB	—																																																						
-1 < p ≤ +3	—	±0.5 dB	±0.8 dB																																																						
-120 ≤ p ≤ -1	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	±0.8 dB																																																						
-127 ≤ p < -120	—	±0.7 dB	±2.5 dB typ.																																																						
-136 ≤ p < -127	—	±1.5 dB typ.	—																																																						
Level (p) [dBm]	Frequency (f) [Hz]																																																								
	250 k ≤ f < 25 M	25 M ≤ f ≤ 3 G	3 G < f ≤ 6 G*																																																						
+7 < p ≤ +10	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	—																																																						
-100 ≤ p ≤ +7	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	±0.8 dB																																																						
-120 ≤ p < -100	±0.5 dB typ.	±0.5 dB	±1.0 dB																																																						
-127 ≤ p < -120	—	±0.7 dB	±2.5 dB typ.																																																						
-136 ≤ p < -127	—	±1.5 dB typ.	—																																																						
Linearity	At CW, -11 dBm and at 23 ±5°C: $\pm 0.2$ dB typ. (at -120 to -11 dBm, 25 MHz ≤ f ≤ 3 GHz) $\pm 0.3$ dB typ. (at -120 to -11 dBm, 3 GHz < f ≤ 6 GHz) With Mechanical Attenuator Option At CW, -7 dBm and at 23 ±5°C: $\pm 0.2$ dB typ. (at -120 to -7 dBm, 25 MHz ≤ f ≤ 3 GHz) $\pm 0.3$ dB typ. (at -120 to -7 dBm, 3 GHz < f ≤ 6 GHz)																																																								



## BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER ABL0800-12-3315

### Features:

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

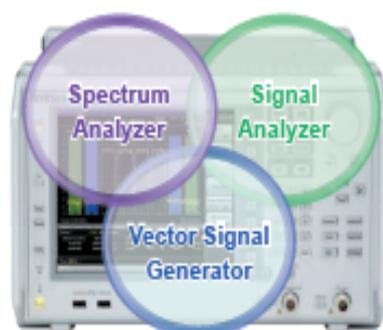
### Electrical Specifications

Parameters	Units	Specifications		
		Minimum	Typical	Maximum
Frequency Range	GHz	1.0		8.0
Small Signal Gain @25°C	dB	30.0	33.0	36.0
Noise Figure @25°C	dB		1.5	2.0
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"		

1070 Hamilton Road, Suite A, Duarte, CA 91010

Phone: (626) 305-6666, Fax: (626) 602-3101, sales@wenteq.com, www.wenteq.com

## Key Features



### Basic Performance/Functions

- **Frequency Range**
  - MS2690A: 50 Hz to 6.0 GHz
  - MS2691A: 50 Hz to 13.5 GHz
  - MS2692A: 50 Hz to 26.5 GHz
- **Total Level Accuracy:  $\pm 0.3$  dB (typ.)**

The Absolute Amplitude Accuracy specification described in catalogs of other spectrum analyzers ignores the important frequency characteristics, linearity, and attenuator switching errors. The MS269xA calibration technology supports excellent level accuracy over the wide frequency range from 50 Hz to 6 GHz even under measurement conditions including the above three errors.
- **Dynamic Range<sup>41</sup>: 177 dB**
  - TOI<sup>42</sup>:  $\geq +22$  dBm
  - DANL<sup>43</sup>:  $-155$  dBm/Hz
- **Improved Level Linearity**
- **Internal Reference Oscillator**
  - Pre-installed Reference Oscillator
    - Aging Rate:  $\pm 1 \times 10^{-6}$ /day
    - Start-up Characteristics:  $\pm 5 \times 10^{-6}$  (5 minutes after power-on)
  - Rubidium Reference Oscillator (Opt. 001)
    - Aging Rate:  $\pm 1 \times 10^{-10}$ /month
    - Start-up Characteristics:  $\pm 1 \times 10^{-6}$  (7 minutes after power-on)
- **Versatile Built-in Functions**
  - Channel Power
  - Occupied Bandwidth
  - Adjacent Channel Leakage Power
  - Spectrum Emission Mask<sup>44</sup>
  - Spurious Emission<sup>44</sup>
  - Burst Average Power
  - Frequency Counter<sup>44</sup>
  - AM Depth<sup>45</sup>
  - FM Deviation<sup>45</sup>
  - Multi-marker & Marker List
  - Highest 10 Markers
  - Limit Line<sup>46</sup>

### Signal Analyzer Functions

- **Analysis Bandwidth**
  - Standard: 31.25 MHz max.
  - (50 MHz max. sampling rate = 20 ns resolution, ADC resolution 16 bits)
  - Opt. 004: 125 MHz max.
  - (200 MHz max. sampling rate = 5 ns resolution, ADC resolution 12 bits)
  - Opt. 077: 62.5 MHz max.
  - (100 MHz max. sampling rate = 10 ns resolution, ADC resolution 14 bits)
  - Opt. 078<sup>47</sup>: 125 MHz max.
  - (200 MHz max. sampling rate = 5 ns resolution, ADC resolution 14 bits)
- **Capture Function**

Saves analysis Span  $\times$  Time signal to internal memory and writes to hard disk.

Up to 100 Msamples per measurement can be saved to internal memory.

  - Examples: Span 1 MHz: Max. capture time 50 s
  - Span 10 MHz: Max. capture time 5 s
  - Span 100 MHz: Max. capture time 0.5 s
- **Replay Function**

Reads saved data and replays using signal analyzer function.

Examples:

  1. Data sharing between separate R&D and manufacturing
  2. Later laboratory bench-top analysis of on-site signals
- **Measurement with Sub-trace Display**

Splits screen and confirms both main and sub-traces at same time to check errors.

  - Main: Spectrum, Frequency vs. Time, Power vs. Time, Phase vs. Time, CCDF/APD, Spectrogram
  - Sub: Power vs. Time, Spectrogram
- **Supports 125 MHz Wideband Measurements up to 26.5 GHz**
  - Opt. 067 Microwave Preselector Bypass<sup>48</sup>
  - Opt. 078 Analysis Bandwidth Extension to 125 MHz<sup>47</sup>

Bypassing preselector improves RF frequency characteristics and in-band frequency characteristics. Supports modulation analysis and signal analyzer measurements for signals up to 26.5 GHz.

### Vector Signal Generator (Opt.020)

- **Frequency Range: 125 MHz to 6 GHz**
- **Pre-installed Baseband Generator**
  - Vector Modulation Bandwidth: 120 MHz
  - Sampling Clock: 20 kHz to 160 MHz
- **Level Accuracy:  $\pm 0.5$  dB**
- **Large-capacity Memory: 1 GB = 256 Msamples**
- **Internal AWGN Generator**
- **Internal BER Measurement Function**
  - Bit Rate: 100 bps to 10 Mbps
  - Input Level: TTL

## Product Specifications

**MOBILE MARK**  
COMMUNICATION ANTENNAS



RM-WLF Series



MMF3-700 series



MGRM-WLF Series



Direct N Jack (Female)

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.

## 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

Model Number		
Model	Frequency	Description
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
Color options available for above models 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

<b>Frequency:</b>	See above	<b>Case Material:</b>	RM, MGRM: ASA; MM3: ABS
<b>Gain:</b>	3 dBi peak gain	<b>RM Stud Depth:</b>	Mount to 1/2" metal (12.7 mm)
<b>VSWR:</b>	2:1 max over range	<b>Operating Temp:</b>	-40° to +85° C
<b>Nominal Impedance:</b>	50 ohms	<b>Hardware Supplied:</b>	
<b>Maximum Power:</b>		RM Stud Mount	Locknut and gasket
RM & MGRM	35 Watts	MMF Glass Mount	3M VHB tape
MMF	10 watts	<b>Cable:</b>	
<b>Antenna Size/Mount:</b>		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)	<b>Standard Connector:</b>	SMA Plug (Male)
MMF3-700	2" dia. Mount, 3.75"L Whips (51 mm dia, 95 mm)	<b>DN Connector:</b>	Direct N Jack (Female)
		<b>Shock &amp; Vibration:</b>	
		RM & MGRM	EN 61373, IEEE 1478, MIL 810G TIA-329.2-C
		<b>Dust/Water Ingress:</b>	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