



Isaac Newton Ferreira Santa Rita

**Comparação das Técnicas CLEAN e CFAR para
a Análise dos Parâmetros de Dispersão do
Canal Rádio Móvel na Faixa de 2.5 GHz**

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação
em Engenharia Elétrica da PUC-Rio como requisito parcial
para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Luiz Alencar Reis da Silva Mello

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2013



Isaac Newton Ferreira Santa Rita

**Comparação das Técnicas CLEAN e CFAR para
a Análise dos Parâmetros de Dispersão do
Canal Rádio Móvel na Faixa de 2.5 GHz**

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Luiz Alencar Reis da Silva Mello
Orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Prof. Carlos Vinicio Rodríguez Ron
Co-orientador

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Prof. Gláucio Lima Siqueira

Centro de Estudos em Telecomunicações - PUC-Rio

Prof. Rodrigo Martins de Souza
UniverCidade

Prof. Rodolfo Saboia Lima de Souza
IMETRO

Prof. José Eugenio Leal
Coordenador Setorial do Centro
Técnico Científico

Rio de Janeiro, 22 de fevereiro de 2013.

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

Isaac Newton Ferreira Santa Rita

É técnico em eletrônica pelo CEFET/RJ. Graduiu-se em engenharia eletrônica pelo Instituto Militar de Engenharia (IME). Atualmente é Capitão do Exército Brasileiro, pertencente ao Quadro de Engenheiros Militares, atuando como gestor de TI no Comando Militar do Leste.

Ficha Catalográfica

Santa Rita, Isaac Newton Ferreira

Comparação das técnicas CLEAN e CFAR para a análise dos parâmetros de dispersão do canal rádio móvel na faixa de 2.5 GHz / Isaac Newton Ferreira Santa Rita; orientador: Luiz Alencar Reis da Silva Mello. – 2013.

92 f. ; 30 cm

Dissertação (mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2013.

Inclui bibliografia

1. Engenharia elétrica – Teses. 2. Sondagem do canal. 3. Perfil de retardos. 4. Limpeza de perfil de retardos. I. Mello, Luiz Alencar Reis da Silva. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Dedico este trabalho aos meus pais, Paulo e Valéria Santa Rita, minha esposa Michelle por todo amor e incentivo dado durante toda minha vida, e a minha filha Isabelle que um dia irá ler estas palavras e entender o porquê a privei de muitos momentos.

Agradecimentos

Agradeço em primeiro lugar a Deus, por me dar a vida, saúde, força e coragem para conseguir lutar e conquistar os meus objetivos.

Aos meus pais Paulo e Valeria pela dedicação incondicional na criação e na educação ao longo da minha vida. E ao meu irmão Vitor pelo seu companheirismo e amizade.

A minha amada esposa Michelle, que sempre esteve ao meu lado, apoiando-me e incentivando-me em cada conquista que tenho na vida. Pela compreensão apresentada devido aos momentos que precisei privá-la de minha presença para realização deste trabalho. E nossa Isabelle, que nos fez perceber o sentido da vida e família.

Ao meu orientador, Professor Luiz da Silva Mello, pela excelente orientação, competência e confiança.

Ao meu co-orientador Carlos Ron, pela orientação segura.

Ao EXÉRCITO BRASILEIRO que custeou este curso e propiciou-me tempo para estudar, sem o qual não seria possível completá-lo. Em especial ao meu Subcomandante, TenCel Sergio Henrique Sirufo, pelo apoio incondicional durante o curso e carreira.

Ao Doutorando do CETUC-PUC/RJ Leonardo Gonsioroski da Silva, que nos auxiliou diretamente em todas as etapas deste trabalho, sempre disponível e empenhado para auxiliar.

A todos os amigos que trabalharam junto comigo para atingir o mesmo objetivo.

Ao INMETRO pelo empréstimo dos equipamentos que propiciaram a realização das medições, sem o qual seria impossível a realização deste trabalho.

Resumo

Rita, Isaac Newton Ferreira Santa; Silva Mello, Luiz Alencar Reis da (Orientador). **Comparação das Técnicas CLEAN e CFAR para a Análise dos Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio Móvel na Faixa de 2.5 GHz**. Rio de Janeiro, 2012. 92p. Dissertação de Mestrado - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Este trabalho objetiva apresentar os resultados das medições e a análise da resposta do canal banda larga na faixa de frequências de 2.5 GHz em um ambiente urbano, através da técnica de sondagem de multiportadoras. Para isso, os perfis de retardo de potência desse canal foram obtidos com base nos dados medidos na região da Gávea na cidade do Rio de Janeiro, utilizando duas técnicas de limpeza de perfis de retardo. As técnicas de limpeza são apresentadas e seus resultados são comparados para a transmissão de um sinal de 20MHz de largura de banda. Os Retardos RMS (Root Mean Square) são calculados a partir desses Perfis de Retardo de Potências filtrados e o erro médio quadrático para cada técnica de limpeza é avaliado e comparado para algumas posições do receptor.

Palavras-chave

Sondagem do Canal; Perfil de Retardos; Limpeza de Perfil de Retardos.

Abstract

Rita, Isaac Newton Ferreira Santa; Silva_Mello, Luiz Alencar Reis da (Advisor). **Comparison of Techniques for CFAR CLEAN and Analysis of Dispersion Parameters of Mobile Radio Channel in the 2.5 GHz.** Rio de Janeiro, 2012. 92p. MSc. Dissertation - Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This work presents the results of measurements and the analysis of the response of a wide band channel in the 2.5 GHz band for an urban environment, using the multicarrier sounding technique. To do this, the power delay profile (PDP) of the channel was obtained based on data measured at the neighborhood of Gávea, in the Rio de Janeiro, using two power delay profile filtering techniques. The power delay profile filtering techniques are presented and the results are compared for a transmitted signal of 20MHz bandwidth. The RMS (root mean square) delay spreads are determined from the filtered PDPs and from the original ones. The results are compared for some positions of the receiver and the quadratic mean error is evaluated.

Keywords

Channel sounding; Delay Spread; PDP filtering.

Sumário

1	Introdução	12
2	Fundamentação Teórica	14
2.1	Características do Canal Rádio Móvel	14
2.1.1	Multipercurso	15
2.1.2	Efeito Doppler	17
2.1.3	Perfil de Retardos	18
2.1.4	Banda de Coerência	20
2.2	Modulação OFDM	21
2.2.1	Parâmetros Essenciais do OFDM	25
2.3	Resposta em frequência do canal banda larga	27
2.4	Caracterização de Canais Reais	29
3	Técnicas de Medição e Limpeza de Perfil	31
3.1	Técnica das Multiportadoras	33
3.2	Técnica CLEAN de Limpeza de Perfil de Retardos	34
3.3	Técnica CFAR de Limpeza de Perfil de Retardos	39
4	Set-up de Medidas	41
4.1	Set-up de Transmissão	41
4.1.1	Varredura de Frequências	42
4.1.2	Geração do Sinal OFDM	43
4.1.3	Gerador de Sinais	44
4.1.4	Amplificador de potência	45
4.1.5	Antena de Transmissão	46
4.2	Set-up de Recepção	49
4.2.1	Antena Receptora	50
4.2.2	Amplificador de Baixo Ruído (LNA)	51
4.2.3	Global System Position - GPS	51
4.2.4	Analizador vetorial de sinais	52
4.3	Obtenção do sinal de calibração	53
5	Campanha de Medidas	55
6	Análise dos Resultados	58
6.1	Análise utilizando a técnica CLEAN	59
6.2	Análise utilizando a técnica CFAR	62
7	Conclusão	64
8	Referências bibliográficas	70
9	Anexo A: Código MATLAB®	73
10	Anexo B: Varredura SITAR	84
11	Anexo C: DataSheet Antena Receptora	88
12	Anexo D: DataSheet LNA	90
14	Anexo E: Datasheet Antena Transmissora	92

Lista de figuras

Figura 1: Ambiente com Multipercursos.....	15
Figura 2: Comportamento do Sinal num Ambiente Rádio Móvel Urbano.....	16
Figura 3: Exemplo Típico de Perfil de Retardos	18
Figura 4: Transmissão Digital com Multiportadora FDM.....	22
Figura 5: Espectro de um Sinal OFDM.....	23
Figura 6: Comparação dos Espectros FDM e OFDM em Relação ao Consumo de Banda	24
Figura 7: Exemplo de um Transmissor OFDM.....	24
Figura 8: Arquitetura Básica de um Sistema OFDM	25
Figura 9: Definição dos Principais Parâmetros de um Sinal OFDM.....	27
Figura 10: Exemplo de um Canal Variante no Tempo.....	28
Figura 11: Ciclo de Caracterização de Canal	29
Figura 12: Técnica de Sondagem no domínio da frequência com uso de um Analisador de Rede Vetorial.....	33
Figura 13: Sinal de Calibração Obtido em Ambiente Isento de Multipercursos...	35
Figura 14: Perfil de Potência de Referência com Apresentação das 5 Amostras Descritas no Passo 1 da Técnica CLEAN	37
Figura 15: Picos do Perfil de Potência de Retardo	38
Figura 16: Picos do Perfil de Potência Filtrado pela Técnica CLEAN para uma Medida Válida deste Trabalho.....	39
Figura 17: Delimitações da Técnica CFAR.....	40
Figura 18: Modelo de um Sistema de Comunicação Digital.....	41
Figura 19: Sinal OFDM de 20 MHz de Largura de Banda	42
Figura 20: Analisador de Espectro Rodeg& Schwartz.....	42
Figura 21: Varredura de Espectro.....	43
Figura 22: Gerador de Sinais MG 3700A.....	45
Figura 23: Amplificador de Potência MILMEGAAS0204-7B 7W.....	45
Figura 24: Curva de Linearidade do Amplificador MILMEGA.	46
Figura 25: Antena de Transmissão PCTEL.....	47
Figura 26: Diagramas Polares de Irradiação da Antena de Transmissão	47

Figura 27: Visão Frontal da Antena de Transmissão	48
Figura 28: Visão 45° a Direita da Antena de Transmissão	48
Figura 29: Visão 45° a Esquerda da Antena de Transmissão	49
Figura 30: Set-up de Recepção	50
Figura 31: Antena de Recepção	50
Figura 32: GPS da Marca GARMIN Utilizado nas Medições	51
Figura 33: Símbolos OFDM Capturados – Sinal de 20 MHz	52
Figura 34: Analisador Vetorial de Sinais MS2781B – Signature, da ANRITSU..	53
Figura 35: Sinal de Calibração	54
Figura 36: Sinal de Calibração sem Multipercursos.....	54
Figura 37: Rota das Medições Realizadas no Dia 09/10/2012	56
Figura 38: Dados Válidos da Rota Realizadas no dia 09/10/2012	56
Figura 39: Resposta Impulsiva do Canal	59
Figura 40: Visão Aproximada da Resposta Impulsiva do Canal	60
Figura 41: Multipercursos Candidatos a Válidos	60
Figura 42: Multipercursos Eleitos Como Válidos Pela Técnica CLEAN	61
Figura 43: Caracterização Temporal do Canal pela Técnica CLEAN	62
Figura 44: Resposta Impulsiva do Canal	63
Figura 45: Multipercursos Eleitos como Válidos pela Técnica CFAR	63
Figura 46: Perfil de Retardos 09/10/2012, Rota Baixo Gávea	64
Figura 47: Multipercursos Válidos Técnica CFAR	66
Figura 48: Multipercursos Válidos Técnica CLEAN	67
Figura 49: Nível Médio de Ruído do Percorso	68

Lista de tabelas

Tabela 1: Principais Parâmetros do Sinal OFDM Gerado.....	44
Tabela 2: Caracterização Temporal do Canal pela Técnica CLEAN.....	61
Tabela 3: Caracterização Temporal do Canal pela Técnica CFAR.....	62
Tabela 4: Tabela de Dados Unificada.....	65
Tabela 5: Comparação com Resultados Anteriores.....	65

Introdução

Um problema que limita o desempenho das redes móveis é o desvanecimento por multipercurso, particularmente em regiões urbanizadas onde o sinal chega ao receptor através de múltiplas reflexões e difrações. O uso de mobilidade no acesso a internet banda larga como propõem os padrões WiMAX e LTE(4G), impõe a necessidade de se estudar com mais profundidade os parâmetros que caracterizam um canal radio móvel.

Esta característica de intenso multipercurso é agravada em todas as comunicações móveis, pois os espalhadores estão mudando de posição a todo tempo, e o sinal recebido é o somatório do sinal transmitido em visada direta adicionado de seus ecos. Verifica-se que os ecos se sobrepõem e a detecção dos bits transmitidos é comprometida, provocando um aumento na taxa de erro de bits (BER). Prever o tempo de separação entre o pulso principal e seus ecos e escolher de maneira adequada a duração de símbolo e, conseqüentemente, a largura de banda empregada, é uma maneira de diminuir esta interferência intersimbólica (ISI). Para isso, é definido um parâmetro importante em caracterização de canal: o espalhamento de retardos.

O conhecimento preciso da resposta do canal ao impulso permite a definição de parâmetros, como o retardo médio, o espalhamento de retardo RMS e a banda de coerência, que devem ser levados em consideração na implementação de equalizadores adaptativos ou seletores de frequência otimizados, que minimizem os efeitos negativos do canal sujeito a multipercurso.

Dessa forma, a caracterização do canal rádio móvel é essencial para o desenvolvimento dos sistemas de comunicações de quaisquer tecnologia de comunicação sem fio, minimizando custos de planejamento e implementação. Uma eficiente predição de cobertura favorece o uso eficiente do espectro de frequências, sendo este um aspecto chave para dar vazão ao aumento expressivo das densidades de usuários e de tipos de serviços experimentados nos últimos anos pelos sistemas de comunicações celulares.

Os parâmetros citados acima, ainda são desconhecidos para muitos tipos de ambientes de propagação. Assim, uma extensa pesquisa ainda é necessária para a caracterização dos parâmetros de dispersão temporal do canal em vários ambientes.

Este trabalho tem por objetivos, a partir da técnica de sondagem de multiportadoras:

- 1) Caracterizar os parâmetros de dispersão temporal do canal banda larga (retardo médio e desvio padrão) em um ambiente aberto (outdoor) densamente urbanizado;
- 2) Apresentar duas técnicas de limpeza de perfis de retardo de potência: CFAR e CLEAN.
- 3) Comparar os resultados da aplicação dessas duas técnicas de limpeza.

Para alcançar estes objetivos as seguintes metas foram traçadas: o detalhamento da técnica de sondagem em frequência do canal (Técnica das Multiportadoras) que foi utilizada neste trabalho; a realização de campanhas de medidas para a aquisição dos dados a serem processados posteriormente; e o desenvolvimento de programa em MatLab para a análise do perfil de retardos de potência para cada ponto medido, empregando as técnicas CLEAN e CFAR de limpeza de perfil, para a obtenção dos parâmetros de dispersão temporal.

2

Fundamentação Teórica

Neste capítulo, serão abordados os aspectos de propagação característicos num ambiente urbanizado para faixas de frequências de UHF e dos efeitos do multipercurso no ambiente de propagação. Em seguida, serão apresentadas as principais características e vantagens de se utilizar a modulação OFDM nos sistemas de comunicações móveis em banda larga. Depois, será feita uma explicação detalhada dos parâmetros de dispersão temporal dos canais rádio móveis. Por fim, será realizado o tratamento matemático dos canais lineares variantes no tempo e determinação da resposta em frequência desse tipo de canal banda larga.

2.1

Características do Canal Rádio Móvel

A propagação das ondas eletromagnéticas se dá por diferentes mecanismos e efeitos dependentes da faixa de frequências utilizada e da distância considerada. Nesse trabalho, os estudos do canal rádio móvel foram desenvolvidos na faixa de UHF e em ambiente urbanizado, onde nem sempre é possível se ter visibilidade entre transmissor e receptor, nesse caso a comunicação é estabelecida através de ondas refletidas, difratadas, espalhadas, ocasionadas principalmente pelo relevo do terreno, pelas edificações e por outros obstáculos, como as edificações, presentes no ambiente.

A reflexão ocorre quando as ondas eletromagnéticas encontram uma superfície lisa cujas dimensões lineares são grandes em comparação com o comprimento de onda do sinal que se propaga. A figura ilustra este fenômeno.

A difração permite que as ondas eletromagnéticas alcancem o receptor mesmo em áreas de sombra, pois concede às ondas eletromagnéticas a capacidade de contornarem obstáculos, quando esses obstruem a visada direta entre o transmissor e receptor. Esse mecanismo é explicado pelo princípio de Huygens, que afirma que quando os pontos de uma abertura ou de um obstáculo são

atingidos pela frente de onda, eles tornam-se fontes de ondas secundárias que mudam a direção de propagação da onda principal, e desta forma, possibilita ao sinal transmitido contornar o obstáculo ora apresentado.

O espalhamento se dá quando uma onda eletromagnética incide contra uma superfície rugosa, cuja rugosidade é comparável com o seu comprimento de onda ou quando incide em objetos com dimensões pequenas em relação ao comprimento de onda do sinal.

2.1.1

Multipercurso

Num ambiente urbanizado é comum a presença de obstáculos e refletores entre transmissor e receptor, tais como vegetação, edificações ou a presença de lagos ou rios, e desta forma, é muito comum que a propagação ocorra com múltiplas reflexões, difração e espalhamentos, o que leva a onda eletromagnética percorrer diferentes caminhos de comprimentos também diversos, conforme pode ser observado na Figura 1[1].

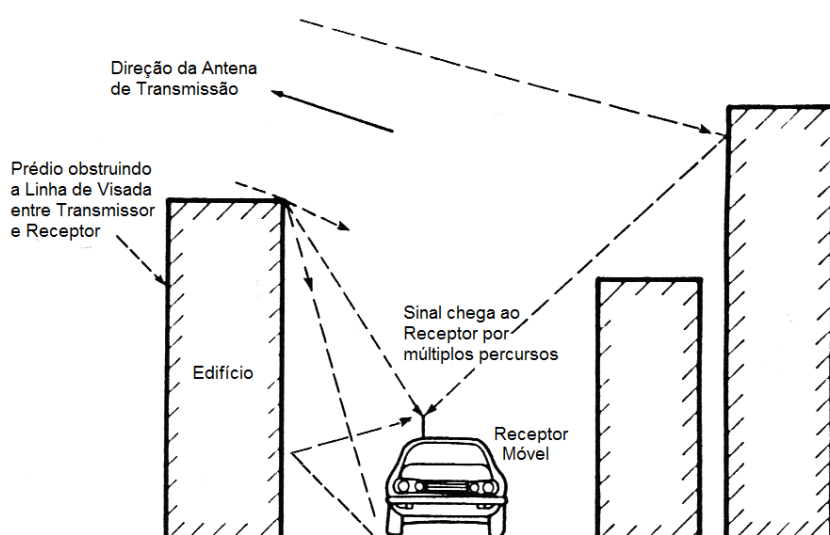


Figura 1: Ambiente com Multipercursos

Os múltiplos percursos gerados pelos mecanismos de propagação citados acima geram réplicas do mesmo sinal transmitido que chegam ao receptor com atraso, amplitude e fase diferentes. A superposição das contribuições individuais

década uma dessas réplicas no receptor será ora destrutiva e ora construtiva fazendo, portanto, com que a fase e a amplitude do sinal recebido varie muito rapidamente. A essa variação rápida do sinal recebido dar-se o nome de desvanecimento em pequena escala que se distingue do desvanecimento causado pelo sombreamento, conhecido como desvanecimento de larga escala.

O desvanecimento de larga escala está relacionado às obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o móvel fique em uma região de sombra eletromagnética. Neste caso, a variação do sinal ocorre em intervalos maiores de tempo, sendo chamadas de variações lentas.

O desvanecimento em pequena escala caracteriza as rápidas flutuações sofridas na amplitude ou envoltória de um sinal num canal rádio móvel, durante um curto intervalo de tempo.

A Figura 2 mostra claramente estes dois fenômenos sobrepostos ao efeito da atenuação de potência por espaço livre, que se dá segundo a lei de potência, cujo expoente de decaimento, chamado de coeficiente de atenuação, varia de acordo com o ambiente em que o sinal é propagado.

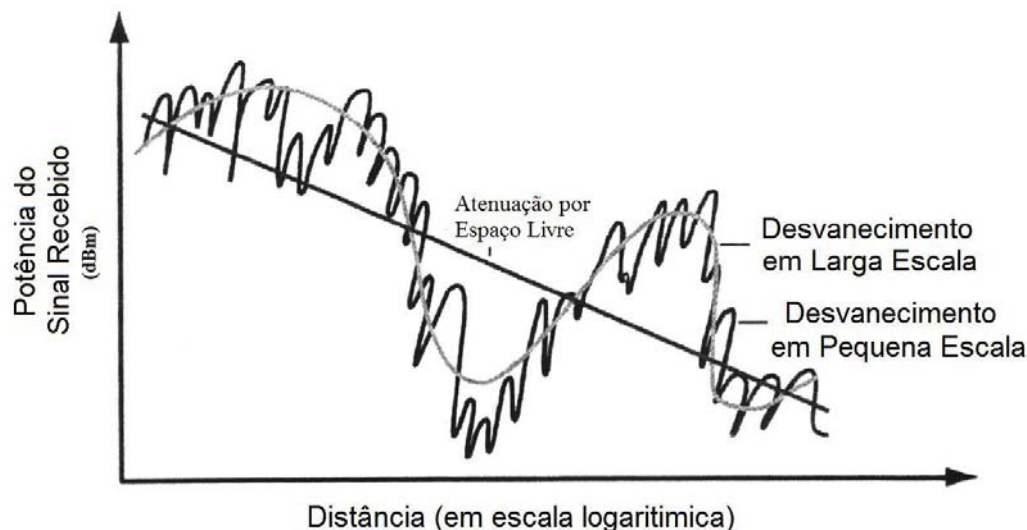


Figura 2: Comportamento do Sinal num Ambiente Rádio Móvel Urbano

Em sistemas digitais, a dispersão temporal causada pelo multipercursos, pode gerar interferência intersimbólica o que conduz à limitação da máxima taxa de transmissão possível do sistema. Para exemplificar, imagine um sistema onde a duração do pulso tende a zero, logicamente a taxa de transmissão tenderia ao

infinito, entretanto, com o atraso devido aos multipercursos, esta taxa estaria limitada ao inverso temporal dos sinais retardados.

Por essa razão é de extrema importância conhecer o perfil de atraso de potência no receptor, e determinar os parâmetros de dispersão temporal do canal para melhor projetar um sistema de comunicação rádio móvel. Isso será discutido com mais detalhes no subitem 2.1.3.

2.1.2

Efeito Doppler

No canal de rádio móvel variante no tempo o transmissor e o receptor mantém um relativo movimento entre si, isso gera uma percepção errada da frequência que está sendo transmitida, existirá nesse caso um desvio de frequência que aumentará conforme for maior a velocidade de deslocamento do receptor em relação à direção de propagação da onda de rádio. Este efeito é conhecido como Efeito Doppler ou Desvio Doppler. Pode-se deduzir o valor do desvio Doppler em função da velocidade de movimento através de uma abordagem relativística [1; 8] ou por simples geometria [10]. Ambos os resultados levam à expressão:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos\theta \quad (2.1)$$

onde:

f_d (Hz) é a frequência de desvio Doppler,

v (m/s) é a velocidade do móvel,

θ é o ângulo entre a direção do movimento e a direção de propagação da onda eletromagnética.

Na prática ao analisar a característica de um canal rádio móvel verifica-se não um desvio Doppler, mas um espectro Doppler. Isso acontecerá devido ao sinal ser recebido por várias direções, e pelo fato das características estruturais variarem conforme a posição do terminal móvel, desta forma, cada um dos sinais dos multipercursos sofrerá diferentes desvios Doppler [9].

2.1.3

Perfil de Retardos

Como já foi dito, em um canal com multipercurso, o sinal transmitido, devido aos mecanismos de propagação, alcançam o receptor por caminhos diversos, e o tempo de chegada de cada componente do sinal ao receptor será distinto. Dessa forma, o sinal resultante será composto por um conjunto de versões do sinal original enviado, que possuem retardos entre si. Assim, o sinal sofre espalhamento no tempo e o gráfico que mostra cada componente significativa de multipercurso, com informação de potência e o instante de tempo da respectiva chegada é denominado Perfil de Retardos de Potência (Power Delay Profile) ou simplesmente Perfil de Retardos. Um exemplo típico de Perfil de Retardos é mostrado na Figura 3.

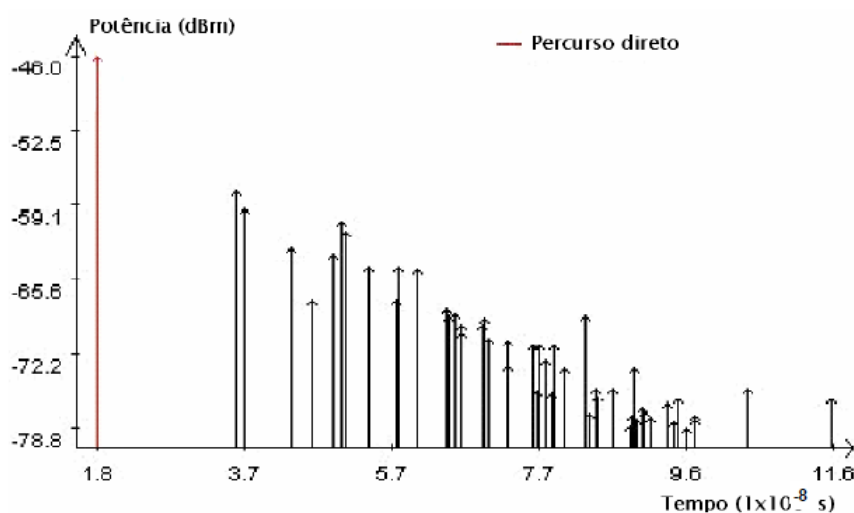


Figura 3: Exemplo Típico de Perfil de Retardos

A partir do Perfil de Retardos é possível extrair algumas informações importantes para a caracterização da dispersão temporal do canal, citados em [30] e descritos abaixo.

- a) Retardo Excedido Médio (Mean Excess Delay): Descreve o atraso médio da propagação das componentes retardadas em relação à primeira componente a chegar no receptor, representando desta forma o primeiro momento do perfil de retardos (Esperança) e é definido matematicamente como:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (2.2)$$

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

- b) Espalhamento de Retardo RMS “Desvio Padrão” (δ): Mede o espalhamento temporal do Perfil de Retardos em torno do Retardo Excedido Médio (valores típicos são da ordem de microssegundos para canais outdoor e da ordem de nano segundos para canais indoor) [10]. Matematicamente, o Espalhamento de Retardo RMS é a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardo (Variância), podendo ser expresso por:

$$\sigma_t = \tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (2.3)$$

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

$$\tau_{max}(X) = \tau_X - \tau_0 \quad (2.4)$$

Onde τ_0 é o tempo de chegada da primeira componente e τ_X é o tempo de chegada da última componente com o nível de potência acima do limite de X dB abaixo do sinal de maior amplitude (não necessariamente o primeiro sinal detectado). [10]

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

como uma componente de multipercurso, aumentando assim os valores dos espalhamentos. [10]

2.1.4

Banda de Coerência

A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências na qual um canal atua de forma igual (uniforme) ou, ao menos, de forma muito próxima à igualdade, sobre todas as frequências de um sinal através dele transmitido. A forma de definição da banda de coerência não é única, mas é comumente relacionada a parâmetros de dispersão temporal do sinal. Se for definida como a banda na qual a função de correlação entre as frequências está acima de 90% (0,9), a banda de coerência é dada empiricamente, aproximadamente, por [10], [11]:

$$B_c = \frac{1}{50\sigma_t} \quad (2.5)$$

onde σ_t = Espalhamento de Retardo RMS[s].

Se a definição é menos rígida, de forma que a banda de coerência seja definida como a faixa de frequências com correlação superior a 50% (0,5) apenas, a definição fica [11]:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_t} \quad (2.6)$$

Não existe um relacionamento exato entre a banda de coerência e o Espalhamento de Retardo, sendo estas relações estimativas empiricamente. Como foram obtidas experimentalmente, muitas vezes tais relações não são observadas na prática, sendo citada apenas para ilustrar, de forma qualitativa, a variação na banda de coerência de acordo a correlação estipulada. Em geral, técnicas de análise espectral e simulações são necessárias para determinar o impacto que a variação temporal do multipercurso exerce sobre o canal rádio-móvel [11].

Um conceito muito ligado à banda de coerência é o de seletividade. A seletividade nada mais é que o tratamento diferenciado que o canal impõe às faixas de frequências distintas, por não ter o comportamento plano no espectro de frequências de interesse. Quando a faixa do sinal a ser transmitido é menor que a banda de coerência do canal, o sistema é denominado faixa estreita. Neste caso, o sinal será pouco afetado pela seletividade do multipercurso, não sendo necessário o uso de equalizadores para mitigar tal problema. Por outro lado, se a faixa do sinal é maior que a banda de coerência do canal, o sistema é chamado faixa larga. Portanto, o sinal será muito afetado pela seletividade do canal [11], limitando assim, em sistemas digitais, a taxa máxima de dados que podem ser transmitidos nesse canal, sendo necessário então, o uso de equalizadores apropriados.

2.2

Modulação OFDM

O OFDM (*Orthogonal Frequency – Division Multiplexing*) é uma técnica de multiplexação digital Multiportadora, assim como o já bem conhecido FDM. Assim, cabe analisar rapidamente a vantagem de se trabalhar com uma modulação Multiportadora ao invés de uma modulação com portadora simples, tipo CW *Single Carrier*.

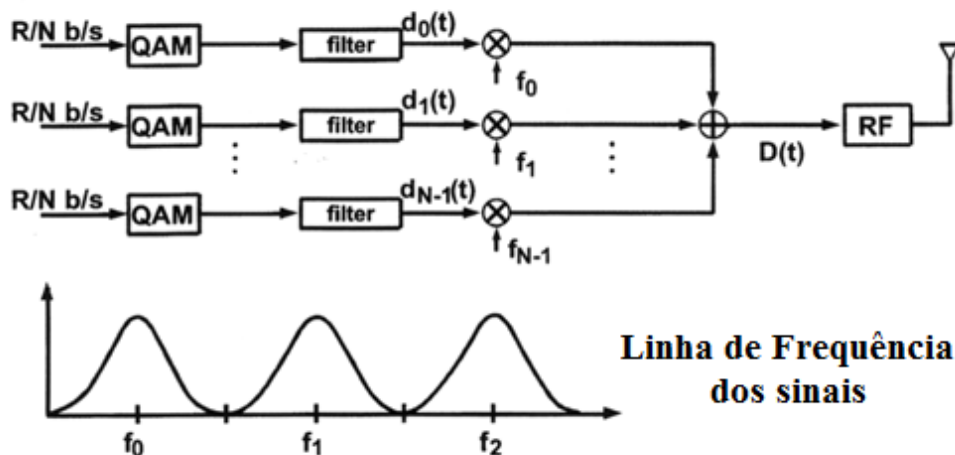
Ao contrário da transmissão sequencial tradicional, com uma única portadora, onde os símbolos são transmitidos de forma serial e o espectro de cada símbolo ocupa toda a faixa de frequências disponível, um sistema de transmissão multiportadora transmite sequências de dados simultaneamente de forma paralela, assim, em um dado instante, um conjunto de símbolos está sendo transmitido, diferentemente dos sistemas de transmissão serial, que transmitem um único símbolo a cada intervalo.

Transmitir em altas taxas significa dizer que haverá símbolos com pequena duração, já que a duração do símbolo é inversamente proporcional à taxa. Como já foi visto anteriormente, num ambiente onde há desvanecimento por multipercurso, a curta duração do símbolo acarretará em maior interferência intersimbólica, tornando o canal de comunicação seletivo em frequência, ou seja, a banda do sinal transmitido é maior que a banda de coerência do canal [12].

Sistemas que empregam a modulação multiportadora com N subportadoras dividem o sinal de entrada, com uma taxa R bps e ocupando uma faixa de W Hz, em N subcanais, cada um com uma taxa R/N bps e ocupando uma faixa de W/N Hz. Cada um desses subcanais é modulado com um símbolo diferente da sequência de entrada, durante um intervalo de símbolo, e então os N subcanais são multiplexados na frequência.

Na técnica multiportadora convencional FDM, cada canal de informação é associado a uma portadora com uma frequência específica diferente das demais, sendo depois multiplexados em um único canal de transmissão, conforme mostrado na Figura 4. No FDM é necessário separar cada portadora por uma banda de guarda para garantir isolamento entre frequências e evitar a interferência entre símbolos (ISI) no receptor.

Transmissor



Receptor

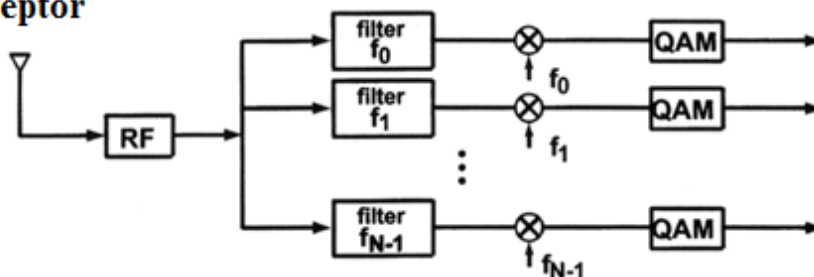


Figura 4: Transmissão Digital com Multiportadora FDM

A técnica de transmissão OFDM surgiu como uma evolução do FDM, onde no lugar de utilizar bandas de guarda para separação das subportadoras na recepção do sinal, trabalha-se com uma sobreposição espectral de subportadoras

de banda estreita que só é possível pelo fato dessas subportadoras serem ortogonais entre si, daí o nome OFDM. Para tanto, os pulsos utilizados na transmissão para cada subportadora devem ser retangulares. Com isso, de acordo com as propriedades da Transformada de Fourier, o espectro em cada um dos subcanais terá a forma de uma $\text{sinc}(f)$ centrada na frequência da subportadora correspondente aquele subcanal. Os zeros das $\text{sinc}(f)$ ocorrem a distâncias k/T_s (k é um inteiro e T_s é a duração dos pulsos ou intervalo de símbolo), da frequência da subportadora de tal forma que, se as subportadoras fossem espaçadas de $1/T_s$ não haverá superposição de espectro nas frequências centrais onde a informação estará contida. Dessa maneira teremos a ortogonalidade das subportadoras e a informação poderá ser totalmente recuperada com uma demodulação/equalização no domínio da frequência. A Figura 5 mostra como as portadoras ortogonais entre si são transmitidas sem interferir uma nas outras.

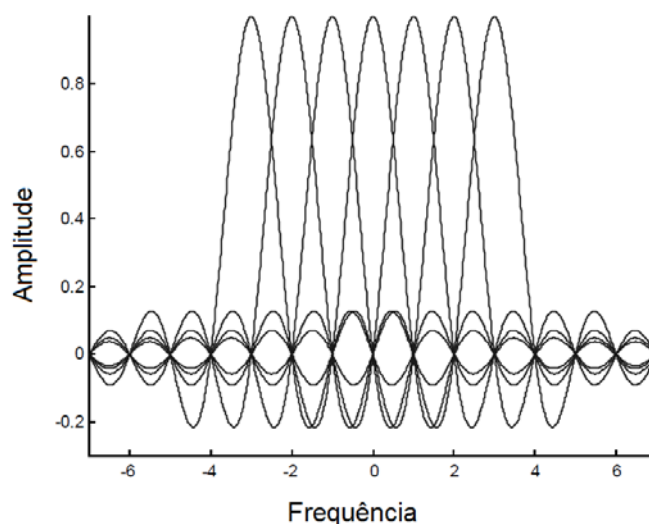


Figura 5: Espectro de um Sinal OFDM

É possível observar que com o fato das portadoras estarem sobrepostas, o OFDM é mais econômico, no que diz respeito à largura de banda, que o tradicional FDM, como se pode observar na Figura 6, essa economia de banda pode chegar a 50% [14].

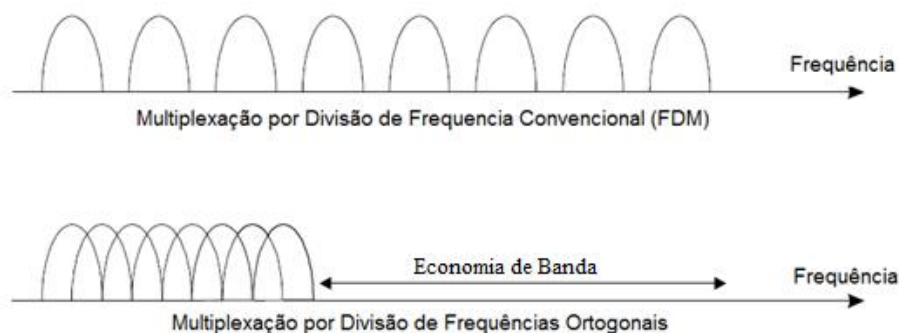


Figura 6: Comparação dos Espectros FDM e OFDM em Relação ao Consumo de Banda

Como o OFDM é uma técnica de transmissão paralela (multiportadora), a partir do momento em que se dividi o sinal de entrada, que possui uma alta taxa de transmissão R em N sinais com uma nova taxa R/N para cada uma das N subportadoras, cada um desses N novos sinais irá agora experimentar um desvanecimento aproximadamente plano em frequência, ao contrário do sinal em banda larga original, que sofria o efeito severo do desvanecimento seletivo do canal rádio móvel [13].

Outra vantagem do OFDM é a redução da sensibilidade do sistema ao espalhamento de retardos e, portanto, a interferência entre símbolos. Isso decorre do intervalo de símbolo ser aumentado de um fator N , permitindo a inserção de um prefixo cíclico que melhor se adequa ao efeito multipercurso do ambiente.

A Figura 7 ilustra simplificadaamente um transmissor OFDM, onde cada um dos N sinais é mapeado numa frequência única, e todas as frequências são combinadas utilizando a Transformada Rápida de Fourier Inversa (IFFT) para gerar a forma de onda que será transmitida no domínio do tempo. Após isso, é feita a inserção do prefixo cíclico, responsável pela correção de espalhamento de retardo, e finalmente a modulação do sinal [12].

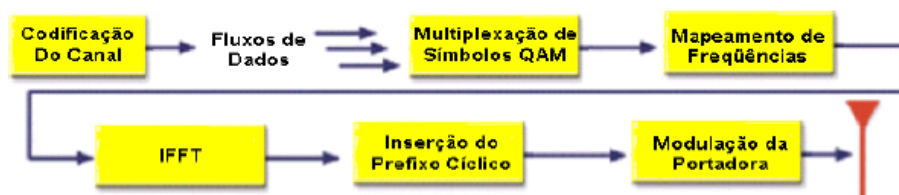


Figura 7: Exemplo de um Transmissor OFDM

A Figura 8 é a representação de todo o sistema OFDM com Transmissor, Receptor e Canal.

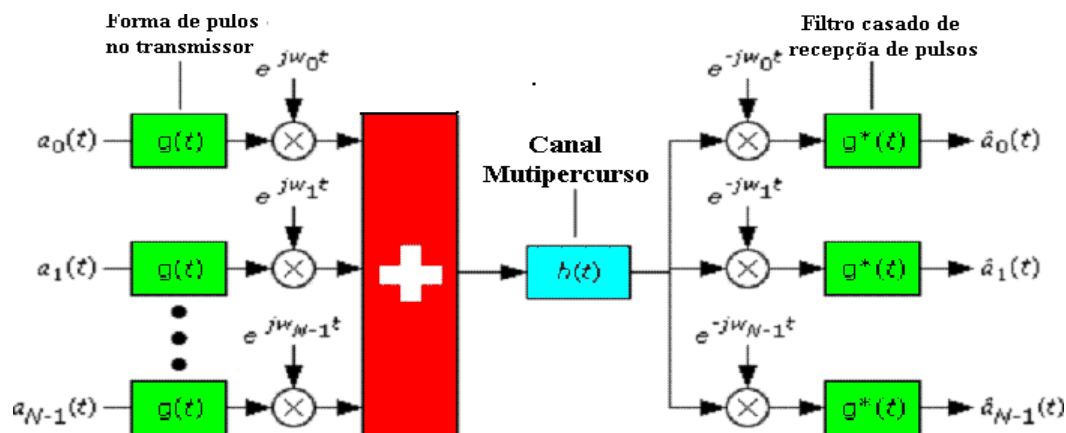


Figura 8: Arquitetura Básica de um Sistema OFDM

2.2.1

Parâmetros Essenciais do OFDM

Neste trabalho um sinal OFDM de 20 MHz de largura de banda será gerado e transmitido com o objetivo de aquisitar e analisar o Perfil de Retardos de Potência do canal banda larga móvel urbano. O entendimento da construção dos símbolos OFDM é de fundamental importância, pois o sinal OFDM transmitido deve ser gerado de forma correta, de acordo com a bibliografia, para tanto, devemos considerar todos os parâmetros da técnica OFDM, de forma a selecionar os valores adequados para a técnica de sondagem utilizada neste trabalho.

Segundo [15] os parâmetros básicos de um sinal OFDM são:

- Largura Nominal do Canal** (BW_N em Hz) – Representa a largura inteira do canal já incluída os efeitos de filtro e de banda de guarda.
- Largura de Banda Usada** (BW_U em Hz) – É a faixa de frequências que representa efetivamente no domínio da frequência o sinal OFDM transmitido. A Largura de banda usada é dada por $BW_U = N_{Usadas} \times \Delta f$.
- Frequência de Amostragem** (F_s em Hz) – É a frequência utilizada pelo conversor Digital/Analógico do Gerador de Sinais.

- d) **Fator de Amostragem**(n) – É dado pela razão entre a frequência de amostragem e a largura de banda do sinal transmitido, é normalmente maior que uma unidade.
- e) **Tamanho da FFT**(N_{FFT}) – Especifica o número de amostras do sinal OFDM todo, incluindo as subportadoras usadas e as de guarda.
- f) **Espaçamento entre subportadoras**(Δf em Hz) – É a razão entre a frequência de amostragem e o tamanho da FFT.
- g) **Tempo de símbolo útil**(T_b em s) – É o tempo de duração de informação livre de interferência entre símbolos, é também chamado de intervalo de ortogonalidade. $T_b = 1/\Delta f$
- h) **Relação de Período de Guarda**(G) e **Tempo de Prefixo Cíclico** (T_g em s)– É uma fração do símbolo útil que é adicionado ao sinal OFDM com o objetivo de coletar a informação do multipercurso. O tempo absoluto de duração do período de guarda é o chamado prefixo cíclico (CP).
- i) **Tempo do Símbolo OFDM** (T_s em s)– duração completa do símbolo OFDM. $T_s = T_b + T_g$.

A Figura 9 ilustra esses parâmetros tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência.

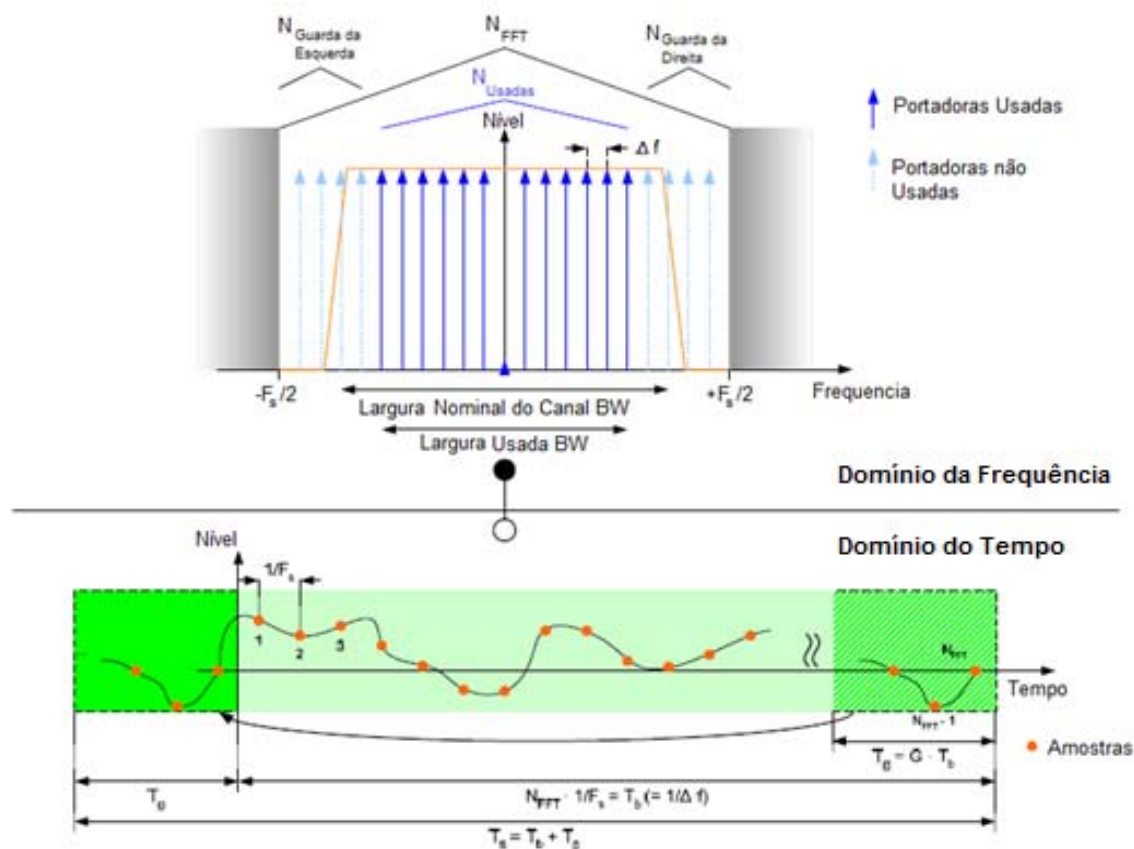


Figura 9: Definição dos Principais Parâmetros de um Sinal OFDM

A técnica de sondagem utilizada neste trabalho será mais detalhada no Capítulo 3 e tem como base a transmissão de um sinal OFDM.

2.3

Resposta em frequência do canal banda larga

Os sistemas lineares invariantes no tempo são comumente citados e utilizados como referência nos estudos de engenharia devido às simplificações matemáticas que esta classificação de sistemas permite. Os canais invariantes no tempo podem ser caracterizados pela sua resposta ao impulso $h(t)$.

Entretanto, os sistemas de comunicações rádio móvel, embora sejam lineares, apresentam um comportamento variante no tempo. Assim, pelo fato do transmissor e ou receptor se deslocarem, os canais são altamente variáveis, principalmente em ambientes urbanos, onde os obstáculos causadores de múltiplos percursos existem em abundância. No canal variante no tempo é preciso trabalhar com duas variáveis de tempo para a função de resposta ao impulso, o

tempo de excitação τ (o tempo de retardo que se marca após uma excitação) e o tempo t (tempo físico do canal).

Agora, tem-se a função resposta no tempo t a um impulso aplicado em $t - \tau$ $h(t; \tau)$ e, conseqüentemente, também haverá na saída uma relação de convolução entre a entrada e a resposta ao impulso do canal. A Figura 10 apresenta o modelo de canal como um filtro linear deterministicamente variante no tempo, que possui entrada dada pela equação (2.7),

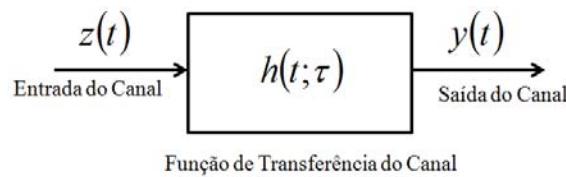


Figura 10: Exemplo de um Canal Variante no Tempo

$$y(t) = h(t; \tau) * z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) \cdot h(t; \tau) d\tau \quad (2.7)$$

onde o sinal $z(t)$ é a envoltória complexa do sinal de entrada $x(t)$ e f_c é a frequência central da portadora, conforme equação (2.8).

$$x(t) = \Re \left[z(t) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.8)$$

De acordo com Bello [16] o canal no domínio da frequência é caracterizado pela função $H(f, \nu)$, que é uma função dual da resposta impulsiva variante no tempo $h(t, \tau)$.

$$Y(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f - \nu) H(f - \nu; \nu) d\nu \quad (2.9)$$

Segundo Bello, podemos caracterizar o canal em função de um espalhador com retardo τ e desvio *Doppler* ν ou a função de transferência variante no tempo, ou seja, as funções: $S(\tau; \nu)$ e $T(f; t)$. Bello propõe uma relação entre todas as funções que caracterizam um canal deterministicamente variante no tempo, esse relacionamento é mostrado na Figura 11.

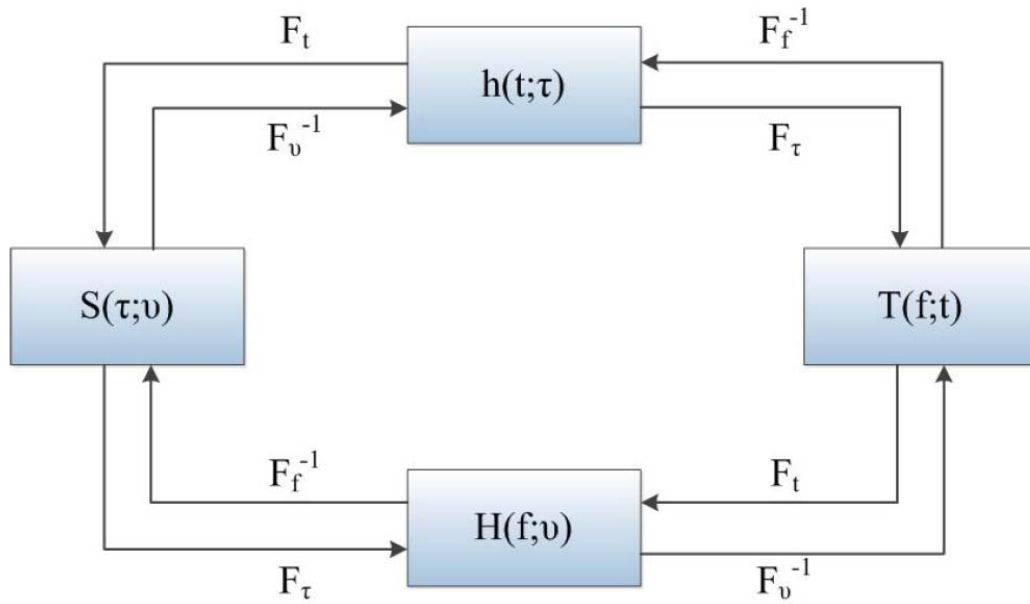


Figura 11: Ciclo de Caracterização de Canal

Entretanto, o tratamento matemático determinístico dificilmente representará com exatidão o comportamento de um canal real, onde a variação temporal do canal móvel de comunicação é aleatória, tornando o canal um processo estocástico e requerendo um tratamento estatístico, sendo assim, o uso das funções de densidade de probabilidade conjunta com as variáveis é necessário para a caracterização do canal.

2.4

Caracterização de Canais Reais

Segundo [10] e considerando os canais reais como WSSUS, ou seja, estacionário no sentido amplo e com espalhamento de retardo decorrelatado, pode-se encontrar o Perfil de Retardos de Potência deste canal realizando a autocorrelação do sinal recebido na campanha de medidas. O desenvolvimento matemático pode ser encontrado em [10], mas pode ser resumidamente demonstrado abaixo:

$$R_z(t, n+t) = \int y(t-\tau) y^*(n+t-\xi) R_h(t, n+t, \xi) d\tau d\xi \quad (2.9)$$

Onde, tomando-se um intervalo nulo ($n=0$), o que corresponde a um instante de observação e supondo um entrada y impulsiva, onde $t=\xi$ (faixa larga) e:

$$R_h(t, s, \tau, \xi) = \sigma(\tau - \xi) P_h(\eta, \xi) \quad (2.10)$$

Tem-se, por fim que:

$$R_y(t, t) = P_h(t) \quad (2.11)$$

Fisicamente, isso pode ser percebido de forma simples, pois o sinal recebido com componentes de multipercurso apresenta repetições do sinal principal ao longo de uma medida temporal individual. Assim, quando é realizada sua autocorrelação tem-se, nos pontos onde existem multipercursos, picos de correlação que caracterizam a chegada dos multipercursos.

Técnicas de Medição e Limpeza de Perfil

As técnicas de medição ou técnicas de sondagem do canal rádio móvel que têm sido utilizadas em trabalhos experimentais com o objetivo de obter os parâmetros descritivos do canal rádio para sua caracterização, podem ser basicamente classificadas como no domínio do tempo ou no domínio da frequência.

No domínio do tempo, existem algumas formas de realizar as medições. A forma mais simples de sondagem com estas características consiste na transmissão de pulsos regularmente espaçados e de curtíssima duração, de forma a simular um impulso. O sinal, coletado por um osciloscópio de armazenamento digital, equivale à convolução do pulso de sondagem pela resposta impulsiva do canal [17, 18]. Note que a duração do pulso determina a resolução da sonda e o tempo de separação entre pulsos determina o retardo máximo para o qual uma contribuição de um eco pode ser resolvida. Apesar de simples, a implementação desta técnica requer pulsos muito curtos para melhorar a resolução; e uma potência de transmissão muito grande devido as perdas de espaço livre; e uma sensibilidade maior a ecos fracos [19, 20, 21].

Uma alternativa é usar sondas com compressão de pulsos onde não se transmitem pulsos, mas uma sequência pseudo-aleatória que, após ser processada, gera uma resposta impulsiva. Esta sequência pseudoaleatória consiste de uma sequência de pulsos binários, gerados de tal forma que sua função de autocorrelação seja impulsiva.

Para a compressão de pulsos temos duas abordagens diferentes: A primeira, realiza a detecção do sinal recebido usando um filtro casado para a sequência pseudoaleatória transmitida e é chamada Técnica de Convolução por Filtro Casado; A segunda, faz a correlação do sinal recebido com um sinal idêntico ao sinal transmitido, mas com um clock ligeiramente diferente e assim há um deslizamento entre as sequências recebidas e a gerada no receptor. Esta técnica é chamada Técnica de Correlação com Varredura de Tempos de Retardo.

A primeira abordagem, filtro casado, apresenta a desvantagem de ser de difícil execução a gravação instantânea de respostas, além da dificuldade na implementação do filtro casado. Outro problema é o aparecimento de grandes lóbulos laterais na saída do filtro, que reduz a sensibilidade da sonda aos ecos mais fracos.

A sonda de varredura de tempos de retardo não fornece resultados em tempo real, uma vez que a resposta é na realidade a média de k respostas instantâneas [22].

No domínio da frequência, podem ser realizadas várias medições do sinal transmitido em uma única frequência (CW) variando a mesma em cada medida. O inconveniente desta técnica é a sua incapacidade de ilustrar explicitamente o comportamento seletivo em frequência do canal, já que as medidas são feitas em tempos diferentes. Outra possibilidade seria transmitir uma série de ondas contínuas idealmente compostas por apenas uma componente espectral, sequencialmente, com pequena separação de frequência entre elas, de forma a varrer toda a banda desejada. O sinal recebido seria registrado em cada uma destas frequências. Diversos autores já utilizaram esta técnica de sondagem [19, 23, 24, 25].

Esta técnica é comumente utilizada em ambientes fechados, pelo fato de ser necessário o uso de um Analisador de Rede Vetorial (Vector Network Analyser - VNA), onde tanto a antena transmissora quanto a antena receptora devem estar ligadas às portas físicas do VNA, o que um fator limitante para medida de grandes distâncias. A Figura 12 ilustra uma sonda desse tipo.

Desta forma, a utilização de cabos muito longos consome grande parte da potência transmitida. Alternativamente é possível usar fibras óticas ao invés de cabos coaxiais, entretanto isso tornaria a técnica muito custosa.

Uma alternativa para a sondagem dos canais rádio móvel, ainda no domínio da frequência, que vem sendo adotada para medidas outdoor [6, 7, 8] é a chamada técnica das multiportadoras, que faz uso da transmissão de portadoras simultâneas no canal inteiro, de forma a capturar os efeitos do canal em várias frequências. Esta será a técnica utilizada neste trabalho e a mesma será mais detalha no item seguinte.

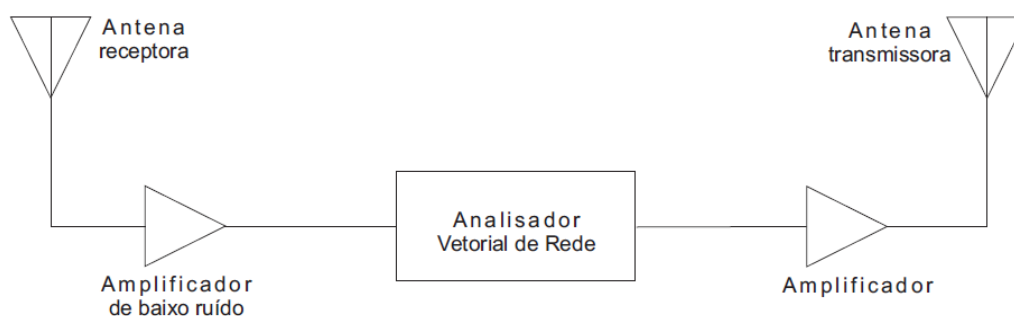


Figura 12: Técnica de Sondagem no domínio da frequência com uso de um Analisador de Rede Vetorial

3.1

Técnica das Multiportadoras

A técnica das multiportadoras fará uso da modulação OFDM discutida na seção 2.2 deste trabalho. Um sinal OFDM será gerado e transmitido, a ortogonalidade entre as subportadoras, garantirá que o comportamento do canal em uma frequência não seja afetado pelas suas vizinhas [7].

A sonda OFDM usa o princípio da ortogonalidade das subportadoras com a inserção de um prefixo cíclico. Neste caso, usa-se a correlação para sincronizar o sinal OFDM transmitido com o obtido na calibração. Posteriormente, são realizadas as transformadas de Fourier, e na sequência, através da razão das transformadas de Fourier do sinal recebido com o de calibração obtemos a resposta em frequência do canal, através de quem podemos chegar à resposta impulsiva do canal com a aplicação de uma transformada inversa de Fourier. A inclusão do sinal de calibração vai fornecer um ganho à resposta do sistema para minimizar o efeito do ruído gerado pelos equipamentos.

Sabe-se que da mesma forma que a transformada de Fourier de um sinal finito gera espúrios no domínio da frequência, a aplicação da transformada inversa de Fourier (IFFT) na função de transferência variante no tempo $T(f, t)$ limitada em banda, gera espúrios indesejáveis na resposta do canal no domínio do tempo.

Assim, para alcançarmos a resposta ao impulso do canal, a função IFFT deverá ser aplicada, eliminando os espúrios indesejáveis que serão gerados na resposta do canal no domínio do tempo. Para isso será utilizado uma função janela, que apresenta efeito de um filtro, reduzindo esses tais espúrios. Segundo

[26], as janelas de Blackman-Harris apresentam o resultado mais eficiente na melhoria da relação sinal ruído do canal, sendo assim este será o tipo de filtragem utilizada na resposta impulsiva resultante do sinal.

Entretanto, mesmo após a referida filtragem, ainda será necessário verificar se todas as componentes de multipercurso realmente representam uma componente de multipercurso oriunda de um espalhador, e não uma componente gerada pelo ruído, que pode ser falsamente interpretada como multipercurso e consequentemente resultar em valores errados dos parâmetros de dispersão temporal do canal. Daí, percebe-se a real necessidade de contarmos com uma técnica de filtragem eficiente.

Deste modo, este trabalho avaliará duas técnicas de limpeza de perfis de retardos, à técnica de *Constant False Alarm* (CFAR) [6,7] e a técnica CLEAN [25, 27], com o objetivo maior de verificar qual delas está mais adequada a ser utilizada em futuras sondas com características semelhantes às aqui apresentadas.

3.2

Técnica CLEAN de Limpeza de Perfil de Retardos

Devido à utilização de equipamentos eletrônicos na transmissão e recepção do sinal durante a aplicação das técnicas de sondagem descritas neste trabalho, podem surgir diversos pulsos oriundos do ruído inerente a tais dispositivos eletrônicos, e estes pulsos serem interpretados erroneamente como multipercursos válidos da transmissão

Por este motivo, a resposta impulsiva obtida da técnica de sondagem apresentada contém uma mistura de multipercursos válidos juntamente com pulsos decorrentes dos equipamentos utilizados na transmissão e recepção.

A fim de corrigir tais erros, surgiram as diversas técnicas de filtragem utilizadas na pesquisa científica e comercial. Dentre elas está a técnica CLEAN cujo nome está associado ao verbo limpar em idioma inglês e foi proposta inicialmente por [27]. Diversos trabalhos científicos, como os de [24], [28] e [29] já se utilizaram desta técnica para caracterização de canais rádio móvel e suas capacidades.

A obtenção dos resultados a partir desta técnica está baseada na retirada dos efeitos inerentes aos equipamentos de transmissão e recepção, a partir de uma medida de referência realizada em laboratório, onde se pode constatar claramente os efeitos dos referidos equipamentos na resposta impulsiva do canal.

Esta medida de referência deve ser obtida em um ambiente de visada direta, onde os efeitos causadores de multipercursos do canal sejam insignificantes diante dos efeitos inseridos pelos equipamentos envolvidos na transmissão.

Para a obtenção deste sinal de referência foi realizada uma transmissão, num dia de domingo, no estacionamento da PUC-RJ, com uma distância mínima entre o transmissor e o receptor, não dando margem para captação de multipercursos. A Figura 13 mostra o Perfil de Potência de Retardo obtido a partir deste experimento.

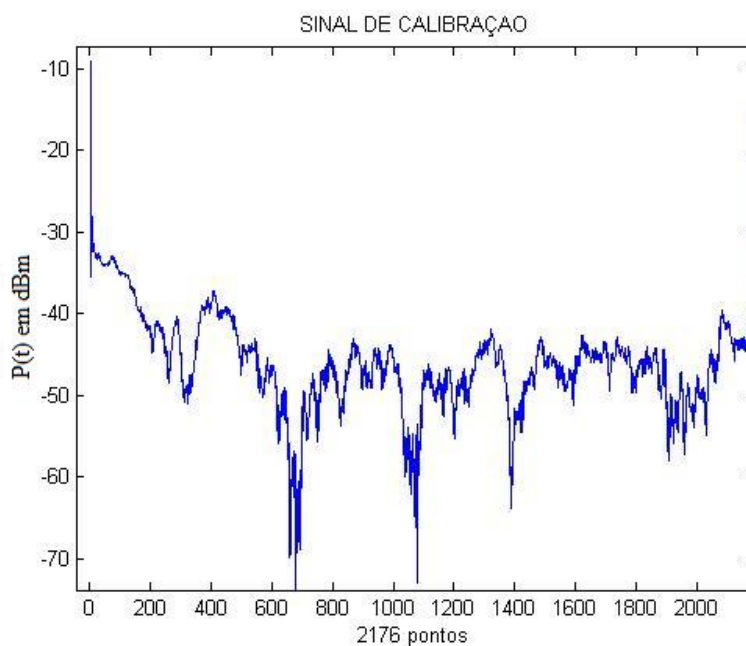


Figura 13: Sinal de Calibração Obtido em Ambiente Isento de Multipercursos

O processo de filtragem CLEAN é bem simples, ele, inicialmente, busca de forma decrescente a maior correlação entre o sinal de Calibração acima descrito e os picos do Perfil de Potência de Retardos do canal rádio móvel obtidos na campanha a ser analisada. Desta forma, iterativamente, até que não existam mais correlações com valores superiores a 0,8, será feita a subtração do Perfil de Retardos obtido, pelo Sinal de Calibração normalizado, da seguinte forma: encontra-se o maior valor de correlação, marca-se o retardo associado a este ponto

no Perfil de Potencia de Retardo, normaliza-se a potência deste ponto com a do Sinal de Calibração, realiza-se a subtração do Perfil de Retardos de Potência pelo sinal de Calibração normalizado; segue este processo até que não mais existam correlações com valor superior a 0,8.

Além disso, a técnica ainda prevê um limiar de potência definido pelo sentimento de engenharia para como mínimo nível de potência que um elemento caracterizado como multipercurso pode apresentar.

Com o objetivo de melhor explicar o algoritmo da técnica CLEAN, serão descritas, a seguir, estas etapas de forma numerada.

1- Obtenha a matriz $[A]$ dada por:

$$[A] = \begin{bmatrix} |h_{ref}(\tau_{pref-2})| & |h(\tau_{p1-2})| & |h(\tau_{p2-2})| & |h(\tau_{p3-2})| & \dots & |h(\tau_{pn-2})| \\ |h_{ref}(\tau_{pref-1})| & |h(\tau_{p1-1})| & |h(\tau_{p2-1})| & |h(\tau_{p3-1})| & \dots & |h(\tau_{pn-1})| \\ |h_{ref}(\tau_{pref})| & |h(\tau_{p1})| & |h(\tau_{p2})| & |h(\tau_{p3})| & \dots & |h(\tau_{pn})| \\ |h_{ref}(\tau_{pref+1})| & |h(\tau_{p1+1})| & |h(\tau_{p2+1})| & |h(\tau_{p3+1})| & \dots & |h(\tau_{pn+1})| \\ |h_{ref}(\tau_{pref+2})| & |h(\tau_{p1+2})| & |h(\tau_{p2+2})| & |h(\tau_{p3+2})| & \dots & |h(\tau_{pn+2})| \end{bmatrix}$$

OBS - A primeira coluna $h(\tau_{ref})$ representa um grupo de 5 amplitudes consecutivas do sinal de referência descrito acima, sendo o seu elemento central o de maior amplitude, conforme ilustrado pelo Figura 14.

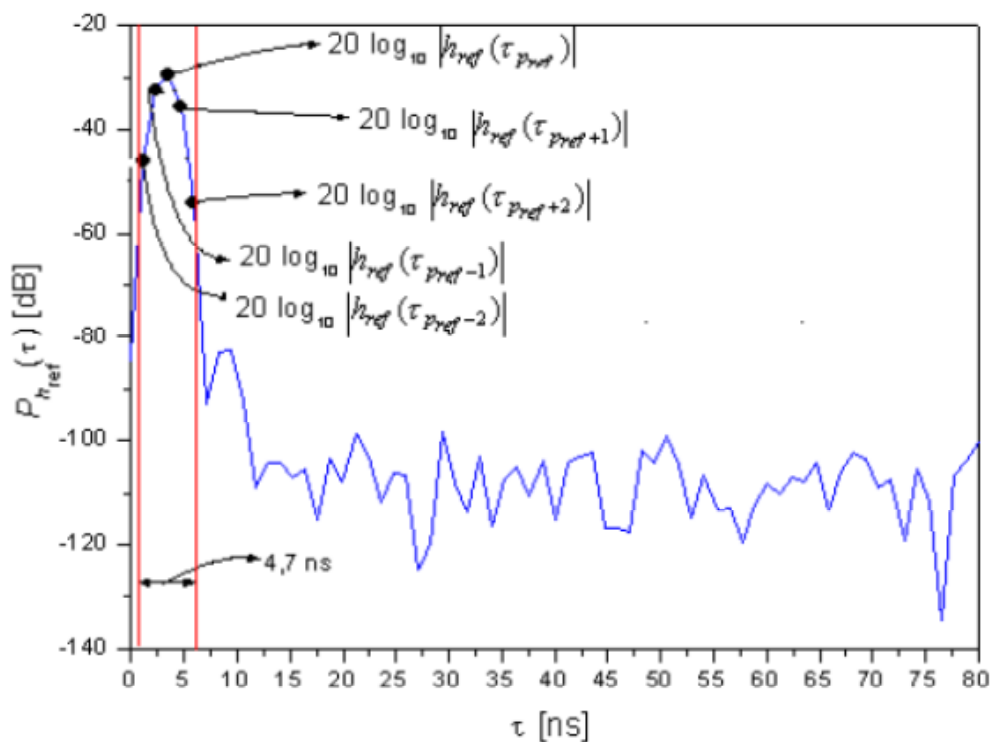


Figura 14: Perfil de Potência de Referência com Apresentação das 5 Amostras Descritas no Passo 1 da Técnica CLEAN

A partir da segunda coluna, temos a representação de picos consecutivos no elemento central da resposta impulsiva do canal em análise, e suas adjacências nas linhas um, dois, três e quatro. A Figura 15 ilustra a marcação dos elementos centrais da matriz $[A]$ a partir da segunda coluna

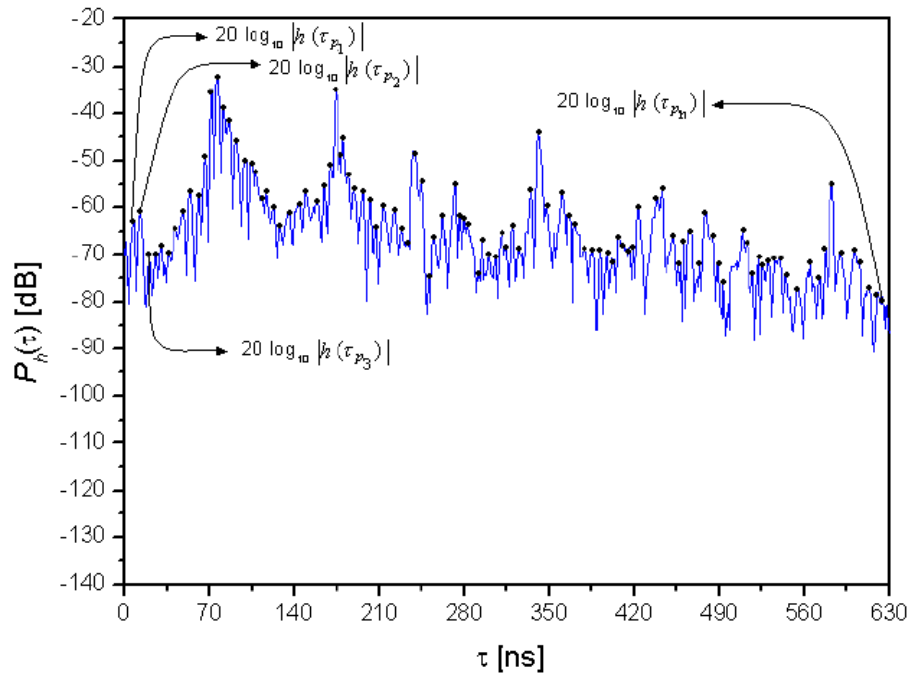


Figura 15: Picos do Perfil de Potência de Retardo

- 2- Inicie o $d(\tau) = |h(\tau)|$ e o CLEANmap como $c(t) = 0$
- 3- Encontre o valor de $K = \text{Max}\{d(\tau)\}$
- 4- Obtenha a Matriz de correlação T da matriz $[A]$, e suas posições, τ_i , em $d(\tau)$
- 5- Obtenha o valor de $d(\tau_i)$ referente ao máximo valor de T_i
- 6- Atualize o Clean map através da seguinte equação:

$$C(\tau) = C(\tau) + d(\tau_i)\delta(\tau - \tau_i)$$

- 7- Deixe $h_{\text{ref}}(\tau)$ com o mesmo valor de potencia que $d(\tau_i)$ através do fator F dado pela equação abaixo.

$$d(\tau) = d(\tau) - F h_{\text{ref}}(\tau - \tau_i)$$

- 8- Se todos os picos do novo dirty map $d(\tau)$ estiverem abaixo de um limiar 30dB inferior ao valor de K , pare as interações ou caso contrário volta para o passo 5.

A Figura 16 ilustra a o Perfil de Potência após a filtragem de um dos pontos de medidas válidos deste trabalho.

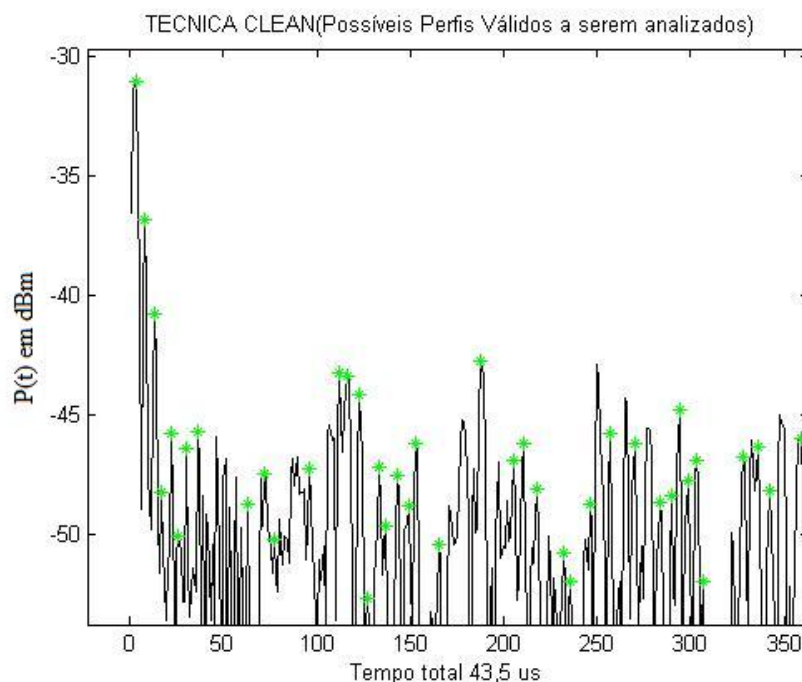


Figura 16: Picos do Perfil de Potência Filtrado pela Técnica CLEAN para uma Medida Válida deste Trabalho

3.3

Técnica CFAR de Limpeza de Perfil de Retardos

A técnica CFAR (*Constant False Alarm Rate*) está baseada no método desenvolvido para apontar falsas recepções, interpretadas erroneamente pelos sistemas de radar, dado o processo de recepção dos mesmos, onde encontramos ruído devido ao uso dos equipamentos transmissores e receptores, reflexões e dispersão.

A técnica consiste em determinar perfis de potência válidos através do estabelecimento de uma comparação de um dado ponto de uma medida e um limiar de potência adaptativo, que leva em consideração o pico máximo medido para aquela leitura, seu Espalhamento de Retardo e a respectiva Média.

Desta forma, o limiar é estabelecido e todas as componentes de uma medida que se candidatem a serem interpretadas como multipercurso válidos, devem ter seu valor absoluto de potência entre o valor de pico e o da média da medida completa acrescentado do Espalhamento de Retardo da mesma. A Figura 17 mostra graficamente o limiar de ruído.

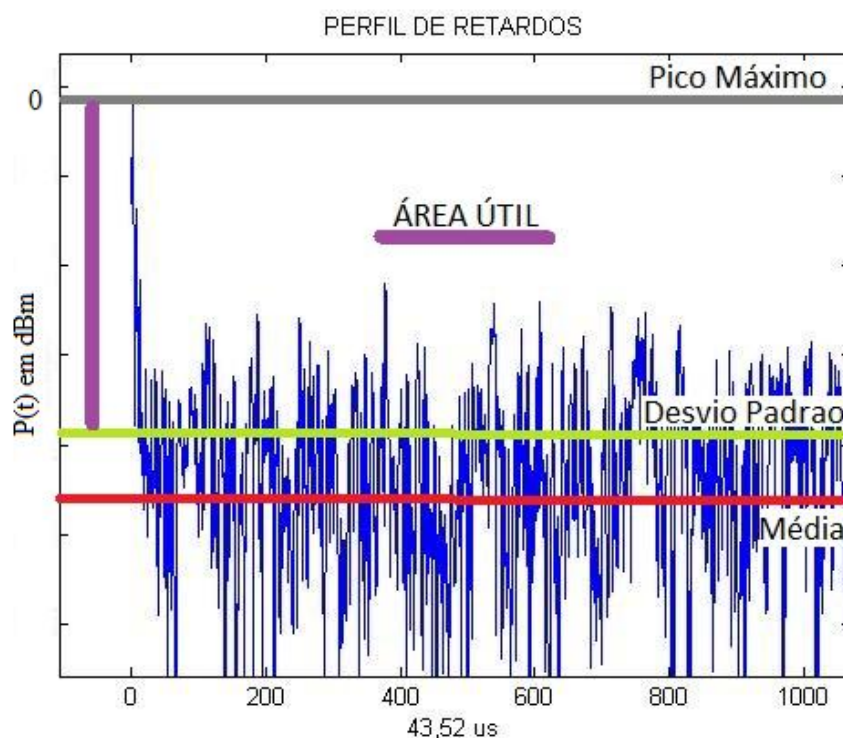


Figura 17: Delimitações da Técnica CFAR

Feito isso, um ponto qualquer desta medida tornar-se-á válido, se nas medidas anterior e posterior verificarem-se o mesmo efeito, pois esta técnica entende que um multipercurso válido se perpetua por algumas medidas adjacentes, e que um único pulso elevado pode ser interpretado como oriundo dos diversos provedores de falsos alarmes.

Outro ponto a ser observado por esta técnica é que a media anterior ou posterior dentro da mesma linha de Perfil de Retardo de Potência também deve apresentar as características descritas no parágrafo acima.

Além disso, para que um dado ponto de uma dada medida seja, por fim, dado como multipercurso válido, o mesmo não pode ser inferior, em termos de potência, que seu antecessor e sucessor.

Esta técnica tem sido utilizada por diversos autores em seus trabalhos científicos, para exemplificar pode-se citar [6] e [7]

4

Set-up de Medidas

Neste capítulo, será apresentada a forma como foram montados os set-ups de transmissão e recepção de acordo com a técnica de sondagem de multiportadoras, assim como,descrever os equipamentos de medida e os procedimentos utilizados para a obtenção dos dados experimentais que determinam as funções de transferência do canal.

4.1

Set-up de Transmissão

O set-up de transmissão foi montado de acordo com a técnica das multiportadoras discutidas na seção 3.1, e portanto, contempla a transmissão de um sinal OFDM, que foi gerado em MATLAB[®] e posteriormente convertido para o formato do gerador de sinais MG 3700A, através do software IQ Producer da Anritsu. Além do gerador de sinais, foi utilizado um amplificador de potência e uma antena setorial para a transmissão do sinal, a ainda cabos e conectores utilizados para interligar os equipamentos. O set-up de transmissão é ilustrado na Figura 18.

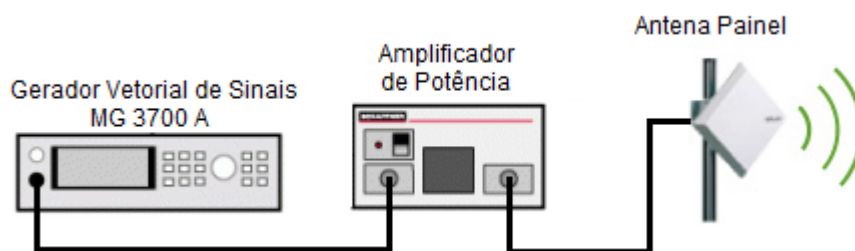


Figura 18: Modelo de um Sistema de Comunicação Digital.

4.1.1

Varredura de Frequências

Com o objetivo de realizar medições sem que fosse gerada interferência em outros sistemas, foi realizada uma varredura de frequências a um raio de uns 5 km do local onde a antena transmissora foi instalada, para verificar a ocupação do espectro de frequência em toda a área de medição. A varredura foi feita pelo analisador de espectro portátil FSH3-6-18da marca ROHDE & SCHWARTZ, ilustrado na Figura 20.

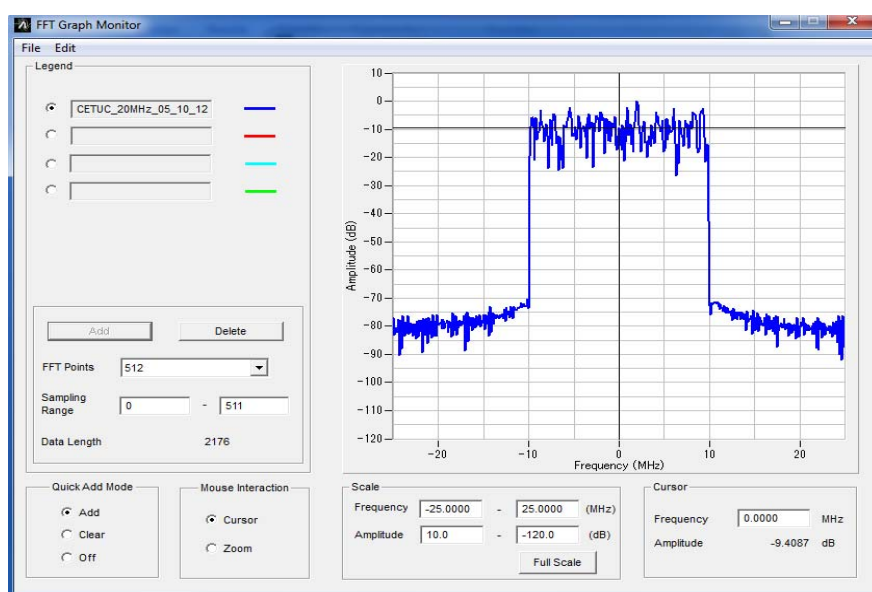


Figura 19: Sinal OFDM de 20 MHz de Largura de Banda



Figura 20: Analisador de Espectro Rode & Schwartz

Além disso, foi feita uma consulta ao banco de dados do Sistema de Informações Técnicas para Administração das Radiocomunicações – SITAR, da Anatel (Agência Nacional de Telecomunicações). De posse do relatório do SITAR, vide Anexo B, e dos resultados da varredura de frequências, ficou definido que a frequência de 2.487 GHz seria a frequência central de transmissão, pois era a frequência central mais próxima de 2.5 GHz que melhor encaixava um sinal de 20 MHz, ilustrado na Figura 19, reduzindo a interferência em outros sistemas e produzindo a melhor relação sinal-interferência (S/I). O Resultado da varredura do espectro está mostrado na Figura 21.

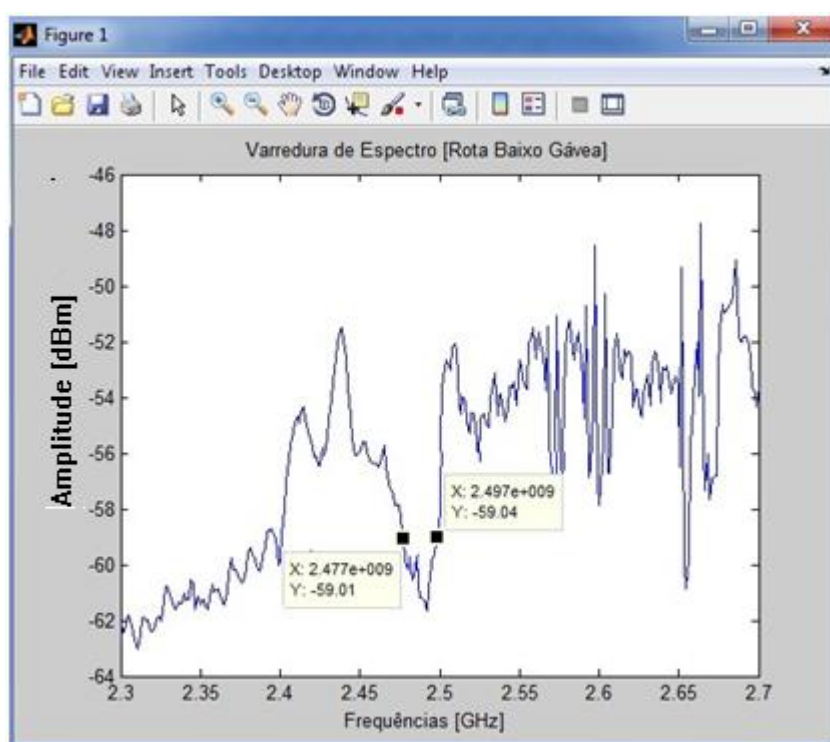


Figura 21: Varredura de Espectro

4.1.2

Geração do Sinal OFDM

Como forma de caracterizar o canal banda larga, o sinal OFDM gerado tem uma largura de banda de 20 MHz, a largura máxima de canal utilizada em sistemas de comunicações móveis de 4G como WiMAX e LTE.

O sinal foi inicialmente gerado por código MATLAB[®] desenvolvido por [7] e posteriormente tratado e convertido para formato .wvi de forma a estar adequado ao gerador de sinais MG3700A da Anritsu.

Na geração do sinal os parâmetros do sinal OFDM, de acordo com o que foi discutido na seção 2.2.1, que foram escolhidos estão discriminados na Tabela 1.

Tabela 1: Principais Parâmetros do Sinal OFDM Gerado.

Parâmetro	Valor	Unidade de Medida
Largura do Canal [BW]	20	MHz
Tamanho da FFT [N_{FFT}]	1024	amostras
Fator de Amostragem	2	adimensional
Frequência de Amostragem [F_s]	50	MHz
Prefixo Cíclico [CP]	1/16	amostras

O tratamento e a conversão do sinal foram feitos pelo software IQ Producer da ANRITSU. Durante o tratamento, foi inserido um intervalo *gap* entre cada símbolo OFDM de forma a permitir a identificação do sinal OFDM no pós-processamento [7].

4.1.3

Gerador de Sinais

O gerador de sinais ANRITSU MG 3700A, mostrado na Figura 22: Gerador de Sinais MG 3700^a, recebeu através de conexão ethernet o sinal OFDM de 20 MHz ora gerada em MATLAB[®] e convertido para formato .wvi, e foi configurado para trabalhar na frequência central de transmissão de 2.487 GHz.



Figura 22: Gerador de Sinais MG 3700^a

4.1.4

Amplificador de potência

O amplificador de potência utilizado para amplificar o sinal gerado pelo MG 3700A, foi o amplificador Milmega AS0204-7B de 7W que trabalha com frequências de 2 a 4 GHz, mostrado na Figura 23. Uma curva de linearidade para a frequência de 2,487 GHz foi traçada para o amplificador, e foi também determinado de forma experimental o ganho real produzido pelo amplificador para o sinal OFDM usado nas campanhas de medidas. O ganho do amplificador foi de 47 dB e a potência máxima de entrada que não atingisse a região de saturação do amplificador, segundo a curva gerada foi de -15 dBm. A curva de linearidade do amplificador para 2,487 GHz está mostrada na Figura 24.



Figura 23: Amplificador de Potência MILMEGAAS0204-7B 7W.

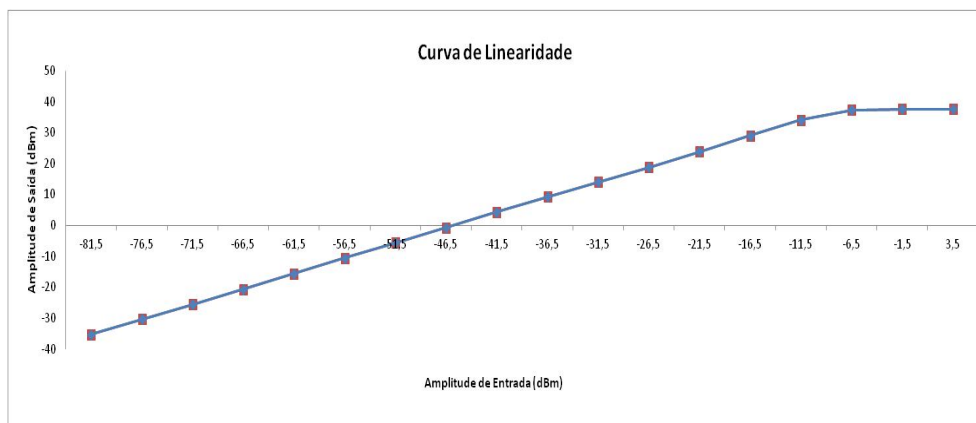


Figura 24: Curva de Linearidade do Amplificador MILMEGA.

4.1.5

Antena de Transmissão

A Antena utilizada para a transmissão efetiva do sinal no canal estudado foi à antena setorial, verticalmente polarizada da PCTEL, modelo SP2327-17VP90NUF, que trabalha com frequências de 2,3 a 2,7 GHz, possui um feixe de abertura azimutal de 90° e ganho máximo direcional de 16 dBi.

Uma imagem figurativa da antena utilizada está mostrada na Figura 25. Os diagramas polares de irradiação da antena nos planos azimutal e de elevação estão mostrados na Figura 26.

Considerando a potência de saída do gerador, o ganho estabelecido pelo amplificador de potência e o ganho da antena de transmissão, a potência efetivamente irradiada (EiRP) foi de 43,7dBm. A equação (4.1) demonstra esse resultado.

$$P_{EIRP}(dBm) = P_{TX}(dBm) - A_{cab}(dB) + G_{amp}(dB) + G_{antTX}(dBi) \quad (4.1)$$

$$P_{EIRP}(dBm) = -15 - 4,3 + 47 + 16 = 43,7 \text{ dBm}$$



Figura 25: Antena de Transmissão PCTEL

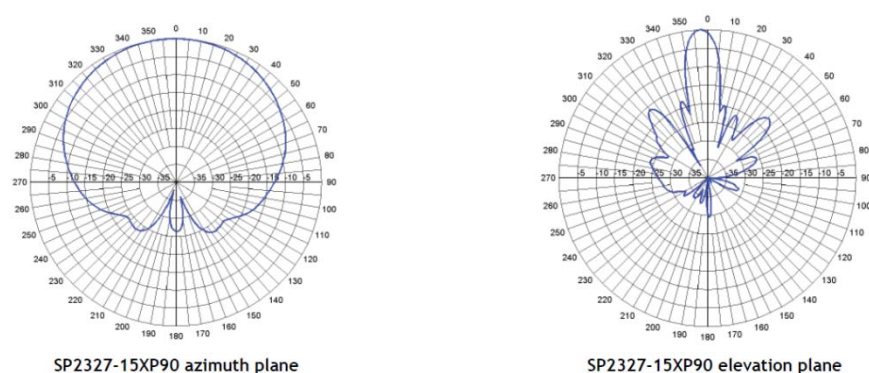


Figura 26: Diagramas Polares de Irradiação da Antena de Transmissão

A antena de transmissão foi fixada no terraço do prédio da ala Kennedy da Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, aproximadamente a 30 metros de altura em relação ao nível médio do mar. As coordenadas geográficas da posição da antena são $22^{\circ}58'43.64''$ Latitude Sul e $43^{\circ}13'56.02''$ Longitude Oeste. As visões frontal e periférica de irradiação da antena, considerando o ângulo de abertura de 90° da mesma, são apresentados da Figura 27 à Figura 29. A antena foi posicionada de forma a cobrir a área compreendida entre os bairros do Leblon, na altura das Ruas Bartolomeu Mitre e Delfim Moreira e Gávea, na altura da Rua Marquês de São Vicente, e ainda se estendendo a região da lagoa Rodrigo de Freitas, na altura das Avenidas Borges de Medeiros e Epitácio Pessoa que contornam a lagoa.



Figura 27: Visão Frontal da Antena de Transmissão



Figura 28: Visão 45° a Direita da Antena de Transmissão



Figura 29: Visão 45° a Esquerda da Antena de Transmissão

4.2

Set-up de Recepção

O sinal propagado no ambiente de estudo pelo set-up de transmissão será capturado por um set-up de recepção embarcado em uma unidade móvel que se locomoverá por uma rota pré-determinada. Na unidade móvel os equipamentos que compuseram o set-up de recepção foram:

- Antena Omnidirecional para recepção – Modelo RM-WLF-1C-BLK-12
- Amplificador de Baixo Ruído - ABL0800-12-3315
- Analisador de Vetorial Sinais MS2781B – Signature
- Fonte Regulada DC
- Cabos e Conectores
- GPS Garmim GPSMAP 62

Uma ilustração representativa do set-up de recepção pode ser vista na Figura 30.

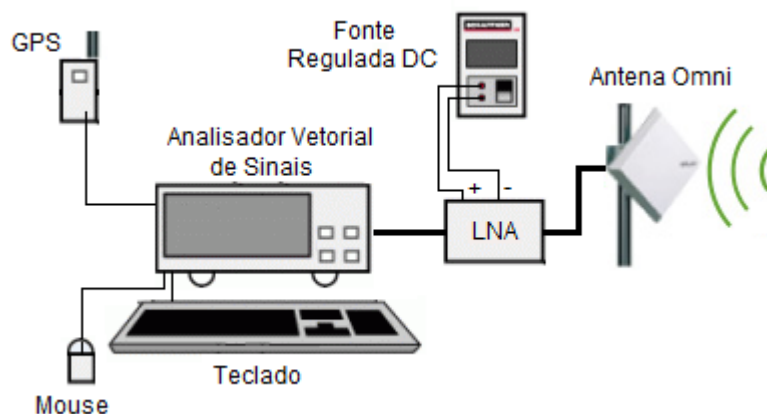


Figura 30: Set-up de Recepção

4.2.1

Antena Receptora

Para a captação das componentes de multipercurso do sinal propagado no ambiente de estudo foi utilizada uma antena omnidirecional da Mobile Mark Communications. Com um ganho de 3 dBi, esta antena opera em frequências de 1,7 a 2,7 GHz e foi fixada na parte superior da unidade móvel. Maiores detalhes técnicos da antena receptora podem ser verificados no datasheet da antena que está no Anexo C deste trabalho.

Uma ilustração da antena colocada na unidade móvel pode ser vista na Figura 31.



Figura 31: Antena de Recepção

4.2.2

Amplificador de Baixo Ruído (LNA)

O amplificador de baixo ruído tem o objetivo de amplificar o sinal recebido gerando o mínimo de ruído aditivo na operação. Para tanto se utilizou o LNA da marca WENTEQ MicrowaveCorp., modelo ABL0800-12-3315, que trabalha no range de frequências de 1 a 8 GHz, possibilitando um ganho nominal na faixa de 2.5 GHz de 33 dB. O data-sheet do LNA pode ser encontrado no Anexo D deste trabalho.

4.2.3

Global System Position - GPS

Para georeferenciamento dos dados capturados no canal foi utilizado um GPS da marca GARMIN, modelo GPSMAP 62, que foi colocado no teto da unidade móvel e conectado ao analisador vetorial de sinais através do software GPS Trackmaker[®] instalado, permitindo assim a sincronização entre os tempos de captura de dados e o tempo de captura das posições georeferenciadas.

O GPS precisou ser configurado para trabalhar no modo NMEA (*National Marine Eletronics Association*) para ser possível a captura em tempo real. A Figura 32, mostra o GPS utilizados nas medições desse trabalho.



Figura 32: GPS da Marca GARMIN Utilizado nas Medições

4.2.4

Analizador vetorial de sinais

Após os dados serem recebidos pela antena omnidirecional e amplificados pelo LNA eles são tratados no Analisador Vetorial de Sinais MS2781B que permite, juntamente com um programa desenvolvido em MATLAB®, a captura e armazenamento das componentes de fase (I) e quadratura de fase (Q) do sinal transmitido pelo Gerador Vetorial. A captura dos dados foi feita com o tempo de captura 160 μ s a uma taxa de 50MHz. O equipamento permite a captura dos dados a cada segundo e durante esse intervalo foi possível coletar 3 símbolos OFDM, conforme pode ser visto na Figura 33. Devido à dificuldade de pós-processamento dos dados capturados, os dados foram capturados em dois intervalos ininterruptos de 20 minutos, tempo suficiente para varrer toda a rota proposta numa velocidade média de 30 km/h. A Figura 34 mostra o Analisador Vetorial de Sinais utilizado na captura dos dados.

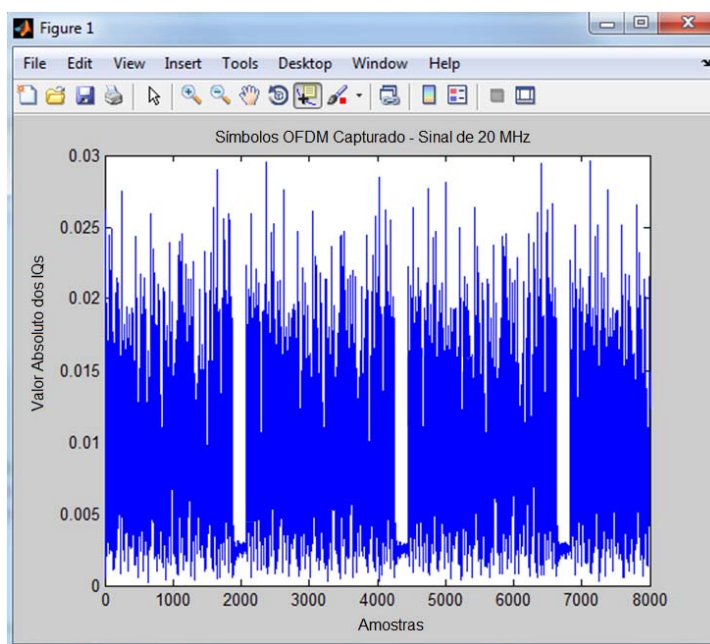


Figura 33: Símbolos OFDM Capturados – Sinal de 20 MHz

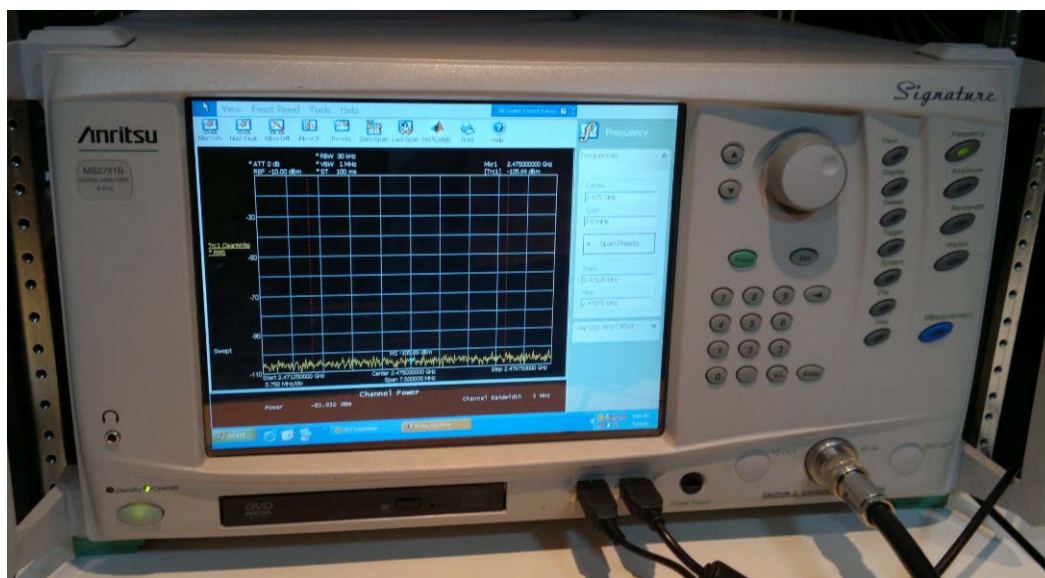


Figura 34: Analisador Vetorial de Sinais MS2781B – Signature, da ANRITSU

4.3

Obtenção do sinal de calibração

Exatamente como feito em [7], para se obter a resposta dos equipamentos utilizados nas medições, foi gerado um sinal de calibração que compensará durante o pós-processamento os efeitos dos equipamentos nas medições e que será utilizado pela técnica CLEAN de limpeza de perfil de retardos. Este sinal foi gerado no estacionamento da PUC durante um dia de domingo, onde não existiam carros, e as obstruções estavam muito distantes quando comparadas com a distância das antenas transmissora e receptora, de forma a capturar um sinal com o mínimo de multipercursos possível.

A Figura 35 ilustra o a resposta ao impulso do sinal de calibração já tratado em MATLAB®.

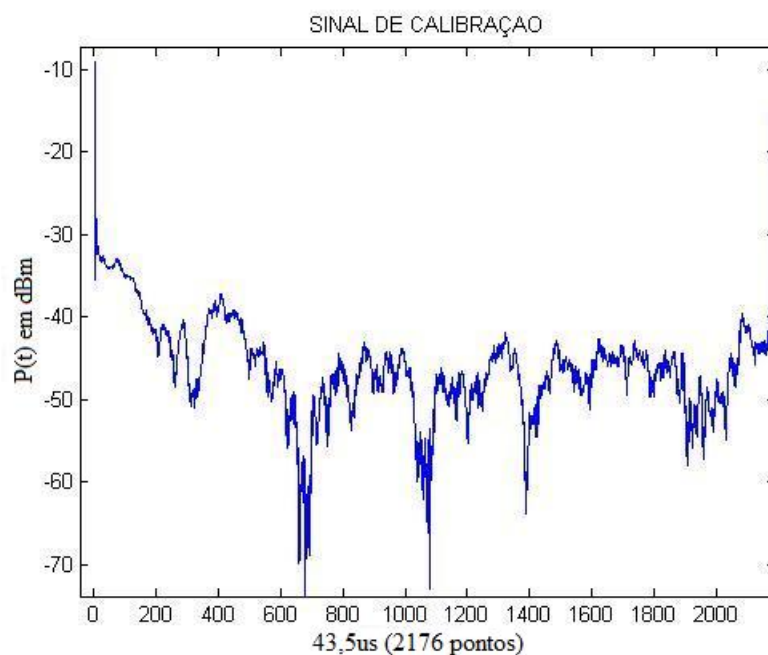


Figura 35: Sinal de Calibração

A Figura 36 mostra uma aproximação na parte inicial do Sinal de Calibração, onde se percebe claramente que não existem pulsos oriundos de multipercursos.

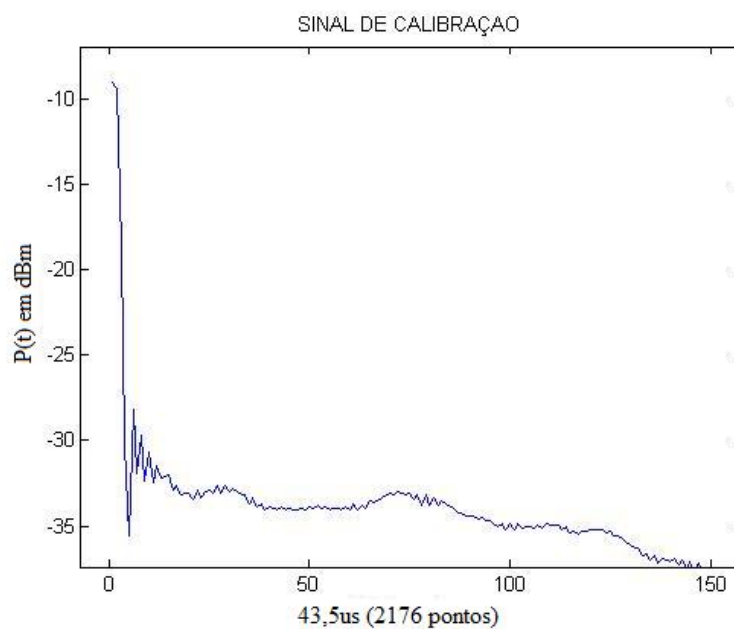


Figura 36: Sinal de Calibração sem Multipercursos

Campanha de Medidas

Os dados que foram analisados neste trabalho, foram coletados na campanha de medidas realizada no dia 09/10/2012 por volta das 22 h. A rota realizada pela unidade móvel contemplou a região do bairro da Gávea, conforme pode ser visto na Figura 37. O bairro da Gávea pode ser considerado urbano e denso devido ao grande número de edificações que possuem cerca de 15 andares em média, o que corresponde a uma altura média aproximada dos prédios de 45 m. As ruas, perpendiculares entre si, funcionam como canais refletores para a propagação do sinal.

A unidade móvel realizou o trajeto com uma velocidade média aproximada de 30 km/h e devido ao horário escolhido para a realização das medições terem um baixo fluxo de veículos, a velocidade foi praticamente constante em quase todo o percurso.

Conforme pode ser visto ainda na Figura 37, o trajeto teve início no estacionamento da PUC-Rio, seguiu no sentido lagoa Rodrigo de Freitas pela Av. Padre Leonel França e Rua Mario Ribeiro, fez o contorno pela Rua Adalberto Ferreira e Rua Tumbira, passando pelo Largo da Memória e seguindo em direção ao Jardim Botânico. Subiu a Rua Marquês de São Vicente e percorreu as quadras da região da Gávea conhecida como Baixo Gávea e em seguida retornou ao estacionamento da PUC-Rio, passando ao lado do prédio do Planetário.

O analisador de espectro Anritsu MS2781B, descrito no item 4.2.4, permite coletar as informações em fase e quadratura além de ter sido configurado para trabalhar em paralelo com um código MATLAB[®] que grava as informações coletadas pelo MS2781B em um arquivo de dados .txt onde são informados o dia, mês, ano, hora, minuto e segundo dos dados coletados, nesta ordem, segundo a segundo, onde são coletados um total de 8000 amostras IQ por segundo, que correspondem a aproximadamente 3 símbolos OFDM.

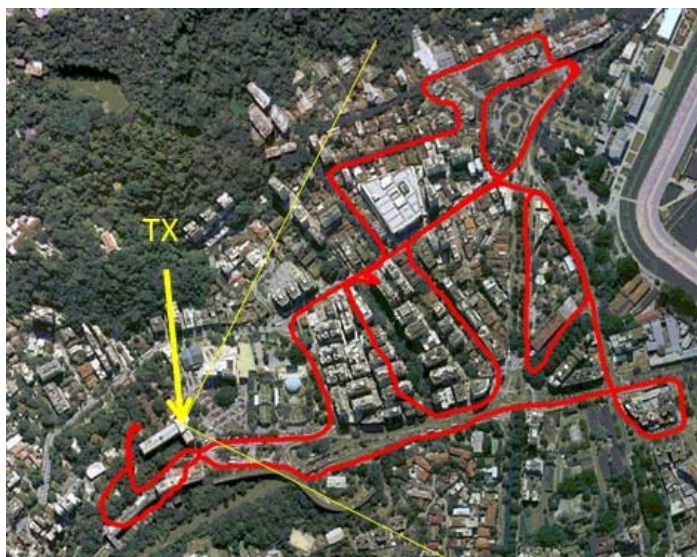


Figura 37: Rota das Medições Realizadas no Dia 09/10/2012

O tempo de gravação dos dados foi de 20 minutos ininterruptos, sendo necessárias duas gravações para varrer toda a rota mostrada na Figura 37.

Do total dos dados aquisitados, apenas uma determinada quantidade de dados com a relação sinal/ruído aceitável foi analisada. A Figura 38 mostra, em vermelho, os pontos onde os dados capturados foram considerados aceitáveis para a análise de dispersão temporal do canal.

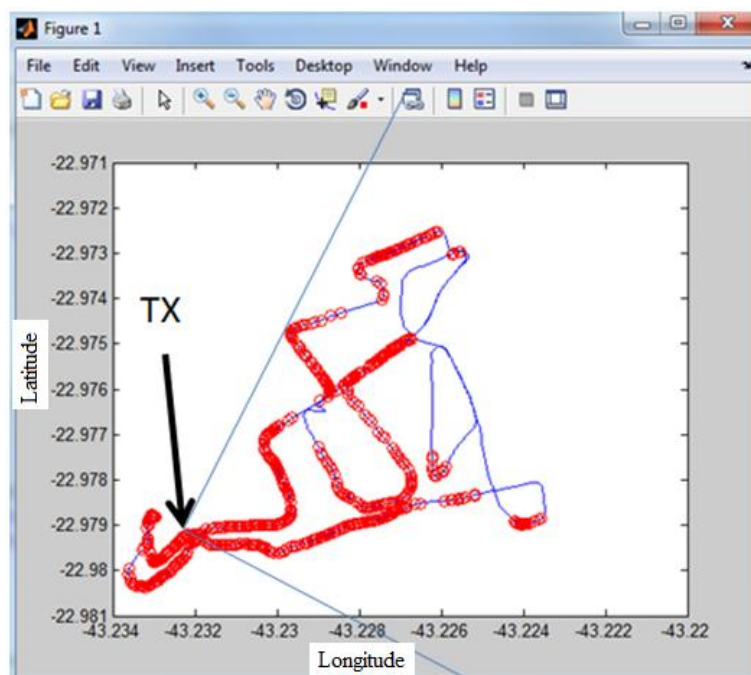


Figura 38: Dados Válidos da Rota Realizadas no dia 09/10/2012

Dado que o sinal transmitido é conhecido, a partir do conhecimento das componentes do sinal recebido segundo a segundo, é possível computacionalmente resolver a Transformada Inversa de Fourier da resposta em frequência do canal, dada pela razão entre o sinal recebido e o transmitido, o que vai resultar na resposta impulsiva do canal a cada segundo.

Ao analisar a resposta impulsiva obtida nas medições, pode-se, a cada segundo, determinar os parâmetros de dispersão temporal do canal resultante através da análise dos efeitos dos multipercursos. Como Ainda será necessário realizar uma filtragem ou limpeza para evidenciarmos os perfis de retardo realmente válidos. Utilizou-se duas técnicas de limpeza de perfil de retardos para efeito de comparação, ambas as técnicas foram discutidas do Capítulo 3.

Análise dos Resultados

Este capítulo apresenta uma análise dos resultados das medidas realizadas no cenário urbano escolhido. Como mencionado anteriormente, o transmissor foi fixado a aproximadamente a 30 metros de altura e o receptor foi instalado em uma unidade móvel que se deslocou por uma rota pré-estabelecida. A sonda, no domínio da frequência, utilizando a técnica das multiportadoras, adquiriu a cada segundo 8000 amostras IQ do sinal transmitido.

Os dados coletados durante a campanha de medições realizada no dia 09/10/2012, foram analisados de forma obter as curvas de perfil de retardo de potência, após filtragem computacional utilizando as técnicas CLEAN e CFAR discutidas do Capítulo 3.

Os parâmetros utilizados neste trabalho para a caracterização do canal rádio móvel serão o retardo médio e o Espalhamento de Retardo, ambos descritos matematicamente abaixo e detalhados no Capítulo 2.

Retardo Médio:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (6.1)$$

Espalhamento de Retardo RMS:

$$\sigma_t = \tau_{rms} = \sqrt{\frac{\sum_k (\tau_k - \bar{\tau})^2 P(\tau_k)}{\sum_k P(\tau_k)}} \quad (6.2)$$

6.1

Analise utilizando a técnica CLEAN

Como descrito no Capítulo 3, a técnica CLEAN de filtragem de multipercursos, está baseada na comparação do sinal recebido durante a campanha de medidas com um sinal de calibração obtido em ambiente onde não existam multipercursos, neste caso no estacionamento da PUC-RJ, num dia de domingo.

Após a filtragem das medidas válidas por esta técnica, pode-se caracterizar o canal em termos dispersivos reduzindo-se a probabilidade de erros, pois os multipercursos erroneamente interpretados, inerentes aos equipamentos transmissores e receptores não mais serão tratados.

Para melhor visualizar a aplicação desta técnica, as imagens da Figura 39 à Figura 42 ilustrarão as etapas de filtragem. Desta forma será possível compreender melhor como esta técnica decide quais pontos entrarão nos cálculos de caracterização do canal rádio móvel.

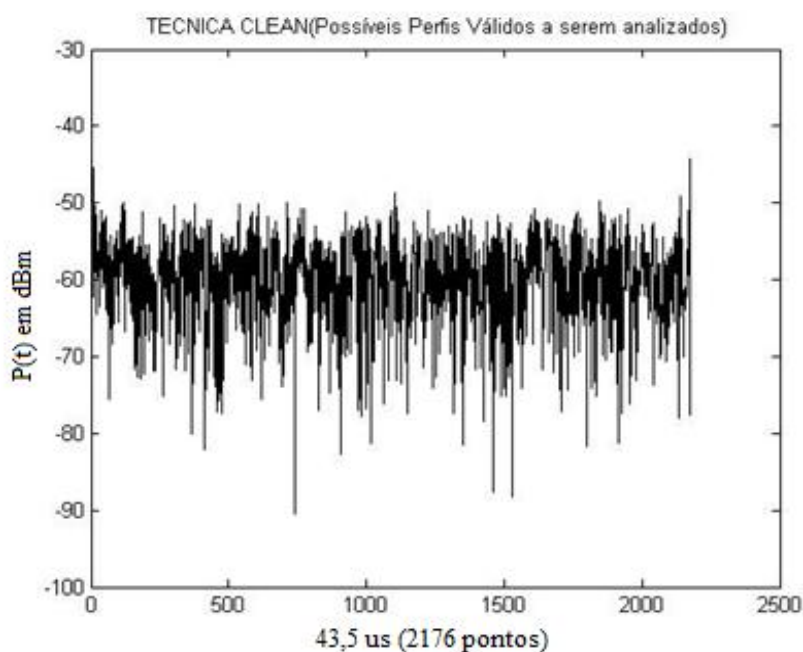


Figura 39: Resposta Impulsiva do Canal

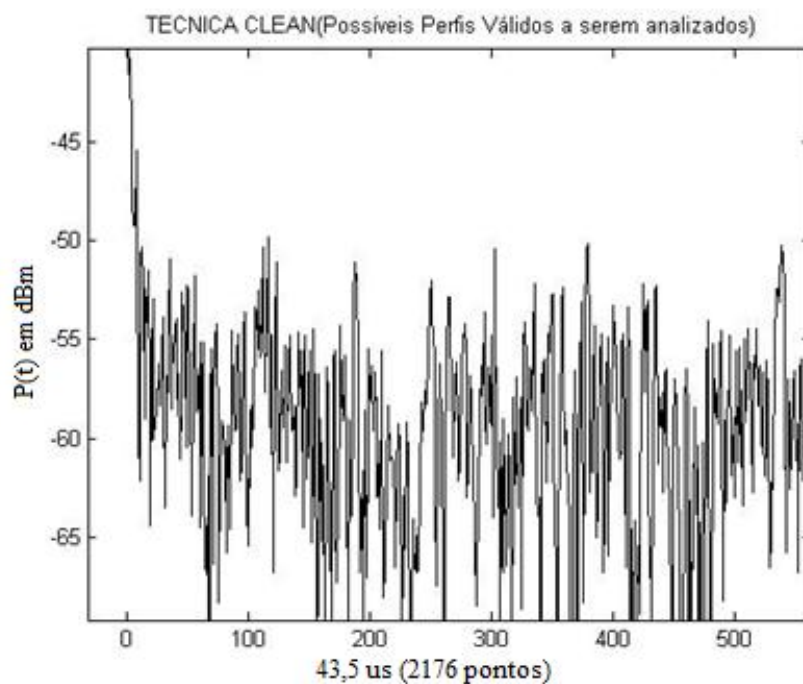


Figura 40: Visão Aproximada da Resposta Impulsiva do Canal

Pontos marcados em verde na Figura 41, são os inicialmente selecionados pela técnica CLEAN para serem posteriormente correlatados com o Sinal de Calibração, e aferir assim sua condição de multipercurso válido.

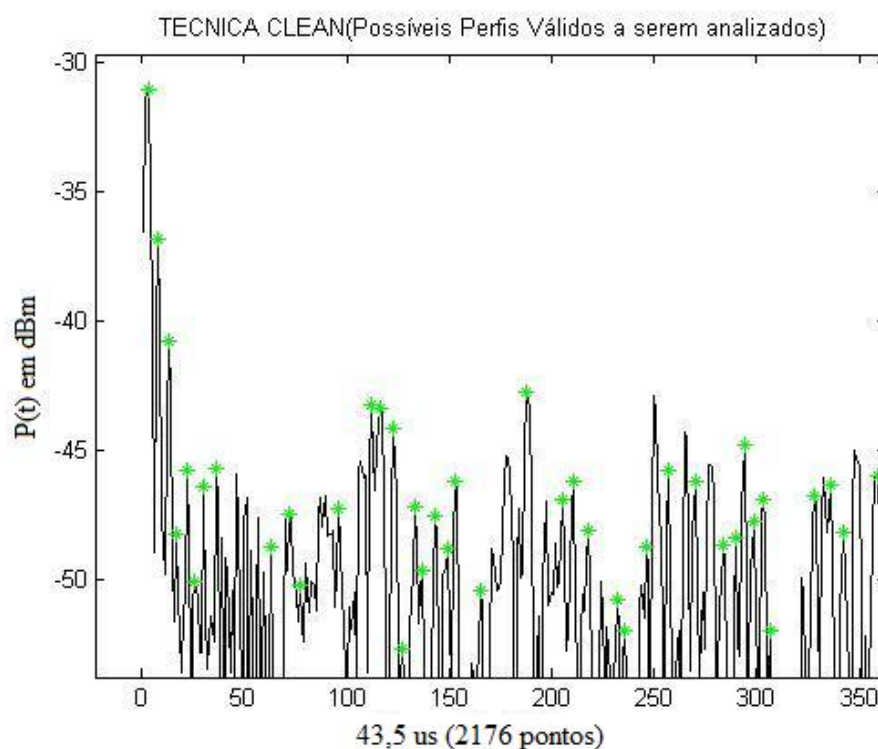


Figura 41: Multipercursos Candidatos a Válidos

A Figura 42 ilustra, em formato arredondado, os pontos eleitos como multipercursos válidos após a aplicação da técnica nesta análise em estudo.

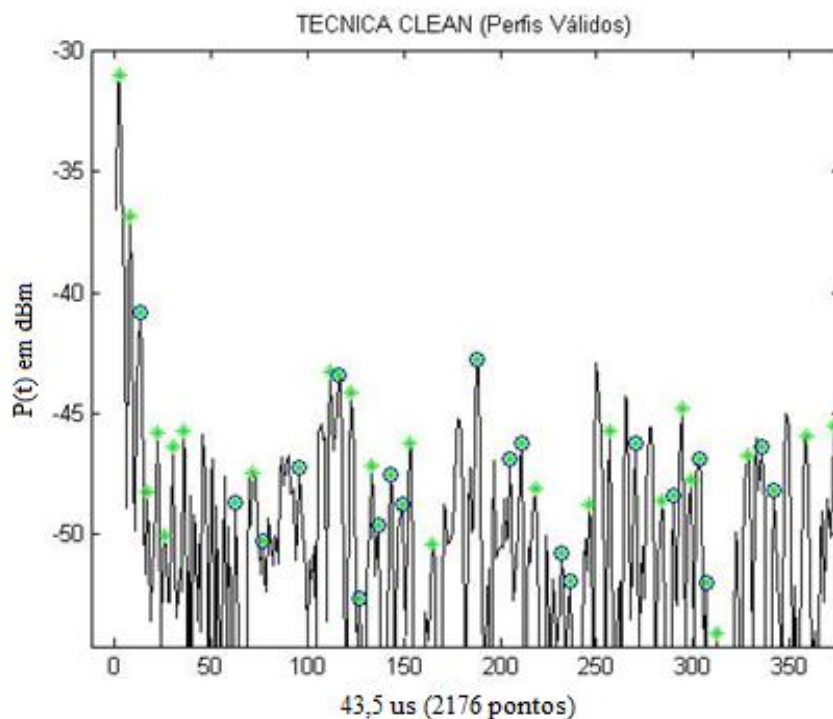


Figura 42: Multipercursos Eleitos Como Válidos Pela Técnica CLEAN

Assim, a caracterização de dispersão temporal para este canal, utilizando a técnica CLEAN, apresentou os resultados descritos na tabela 2.

Tabela 2: Caracterização Temporal do Canal pela Técnica CLEAN

Técnica CLEAN	Tempo
Retardo Médio	6,61 μ s
Espalhamento de Retardo RMS	4,48 μ s

A Figura 43 ilustra estes resultados, onde o primeiro gráfico mostra a média temporal de retardo e o segundo representa o Espalhamento de Retardo de cada uma das 814 medidas válidas no percurso analisado.

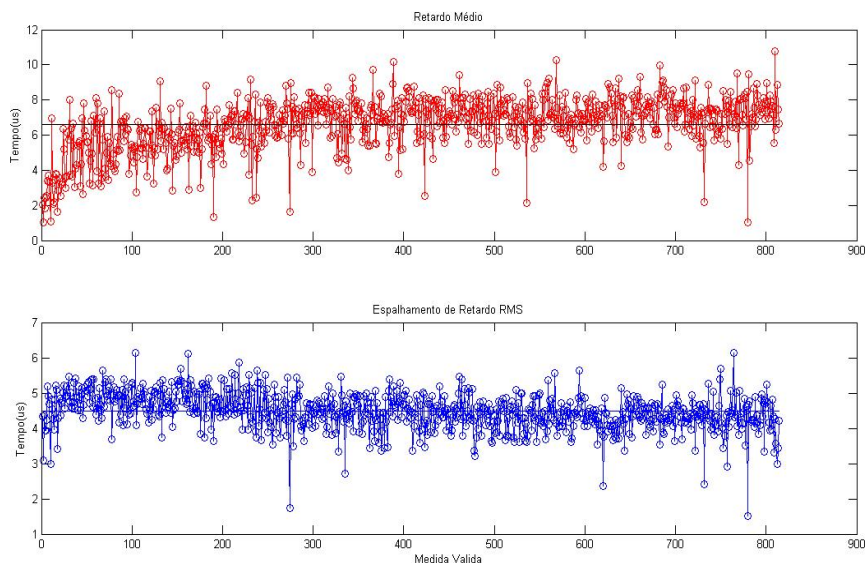


Figura 43: Caracterização Temporal do Canal pela Técnica CLEAN

6.2

Analise utilizando a técnica CFAR

A caracterização do canal, utilizando a técnica CFAR é realizada nos mesmos moldes que a caracterização com a técnica CLEAN, entretanto, como visto no Capítulo 3, esta técnica não utiliza a comparação com um Sinal de Calibração para observação de um multipercurso válido, e sim o estabelecimento de um limiar de ruído, que será o limite inferior de potência para que um dado ponto de uma medida seja observado como possível candidato a multipercurso válido. A partir daí, observa-se as medidas válidas, anterior e posterior, para validar tal ponto como multipercurso verdadeiro.

Dado o exposto, a tabela abaixo apresenta as resposta da caracterização do canal dada à aplicação desta técnica de filtragem.

Tabela 3: Caracterização Temporal do Canal pela Técnica CFAR

Técnica CFAR	Tempo
Retardo Médio	0,0964 μ s
Espalhamento de Retardo	0,0942 μ s

Além disso, a Figura 44 e Figura 45 mostram o resultado da aplicação desta técnica para as mesmas medidas observados na técnica CLEAN, desta forma, tornar-se-á mais claro os resultados que serão apresentados no capítulo seguinte.

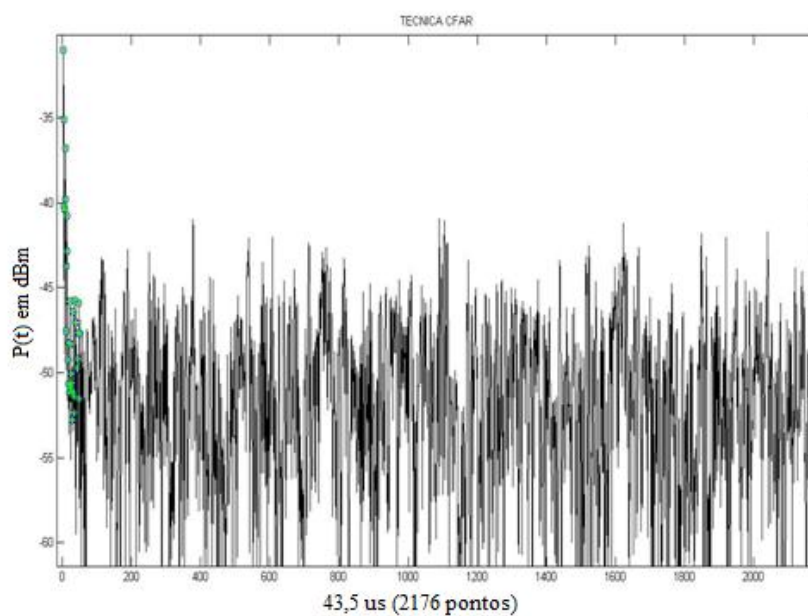


Figura 44: Resposta Impulsiva do Canal

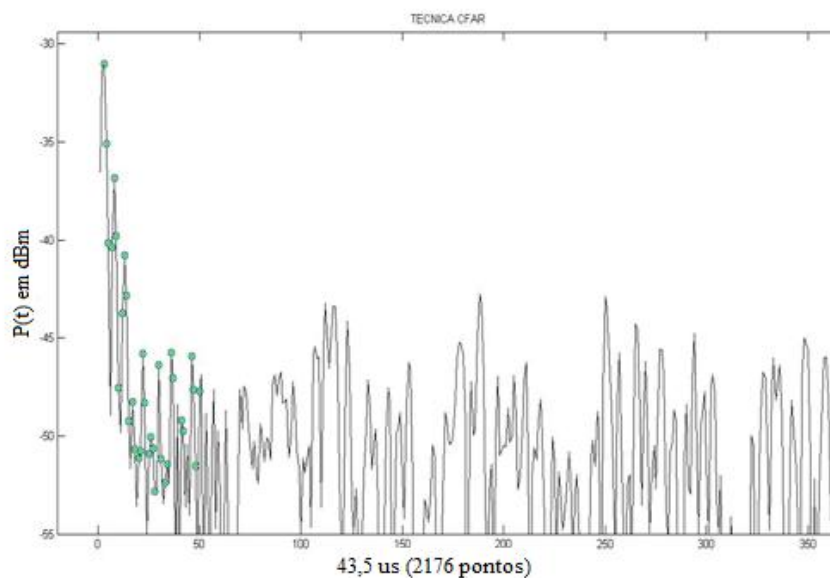


Figura 45: Multipercursos Eleitos como Válidos pela Técnica CFAR

7

Conclusão

O objetivo deste trabalho é comparar duas técnicas de filtragem de perfil de potência, a CFAR e CLEAN, amplamente empregadas na caracterização de canal rádio móvel urbano, e assim poder auxiliar a tomada de decisão quanto a escolha das mesmas. Cabe lembrar que, para as diferentes faixas de frequência, localidades com características de relevo e construção peculiares, os resultados numéricos poderão ser diferentes daqueles aqui obtidos, pois cada uma destas características possui influência direta na inserção de multipercursos nos receptores durante as campanhas de medidas. Entretanto, os resultados obtidos sobre a adequação das técnicas empregadas parece conclusiva.

Neste trabalho, a área abordada pode ser considerada como urbana, pois o bairro da Gávea apresenta tanto características de urbanidade comercial como habitacional. A Figura 46, apresenta o percurso feito na campanha de medidas utilizada neste trabalho.



Figura 46: Perfil de Retardos 09/10/2012, Rota Baixo Gávea

Inicialmente, pode-se abordar simplesmente os resultados numéricos apresentados no capítulo anterior e unificados na tabela 4. Considerando que o sinal analisado possui largura de banda de 20MHz, frequência central de 2,487GHz e duração de bloco de 43,52 μ s, desta forma recomenda-se um tempo

mínimo de prefixo cíclico que pelo menos 10 (dez) vezes o atraso médio, correspondendo aos valores típicos de 1/64, 1/32, 1/16 e 1/8 da duração do bloco acima citado.

Tabela 4: Tabela de Dados Unificada.

	CLEAN	CFAR
Retardo Médio	6,61 μ s	0,0964 μ s
Espalhamento de Retardo	4,48 μ s	0,0942 μ s

Assim, verifica-se que a técnica CFAR apresenta um retardo médio que impõe um prefixo cíclico de 0,964 μ s, estabelecendo um valor de aproximadamente 1/42 do tempo total do bloco, permitindo o uso do valor típico mínimo de 1/32.

Já a técnica CLEAN apresenta retardo médio de 6,61 μ s, fato que inviabiliza qualquer um dos padrões de prefixo cíclico comumente utilizados, pois este atraso impõe prefixo cíclico mínimo de 1/7 da duração de bloco, maior que o maior tolerado na prática(1/8).

Além disso, para ratificar a adequação da técnica CFAR a realidade de deste ambiente, pode-se comparar os valores aqui encontrados com os de outros pesquisadores que sondaram esta região utilizando diversas técnicas de filtragem de multipercursos diferentes. A tabela 5 mostra esta comparação.

Tabela 5: Comparação com Resultados Anteriores

Autor	Técnica de Filtragem	Frequência	Ambiente / Região	Atraso Médio	Distância Média dos Espalhadores
Isaac	CFAR	2.487 GHz	Urbano/Gávea-RJ	0,0964 μ s	28,92 m
Leni Matos[02]	WDEN	1,88 GHz	Urbano/Gávea-RJ	0,092 a 0,164 μ s	27,6 m 49,2 m
Carlos Ron[07]	CFAR	3,5 GHz	Urbano/Gávea-RJ	0,192 μ s	57,6

Entretanto, por esse simples resultado seria precipitado dizer que a técnica CFAR é mais indicada para realizar a filtragem dos multipercursos válidos em ambientes semelhantes àquele utilizado nesta campanha, para validarmos esta afirmação é necessário uma análise mais profunda das medidas.

Como se pode observar no capítulo de Análise de Resultados, a técnica CLEAN apresentou uma quantidade muito superior de multipercursos teoricamente válidos, quando comparada à quantidade apontada pela técnica CFAR, como se pode evidenciar pela comparação da Figura 47 com a Figura 48, abaixo apresentadas.

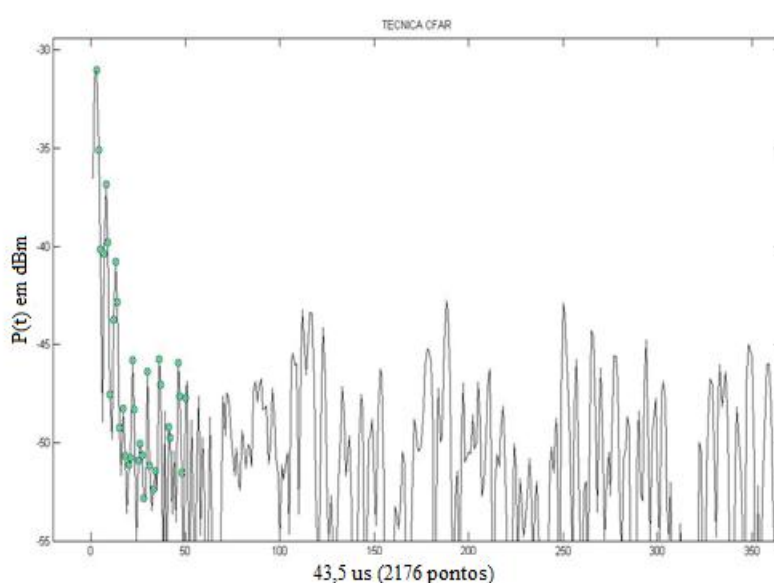


Figura 47: Multipercursos Válidos Técnica CFAR

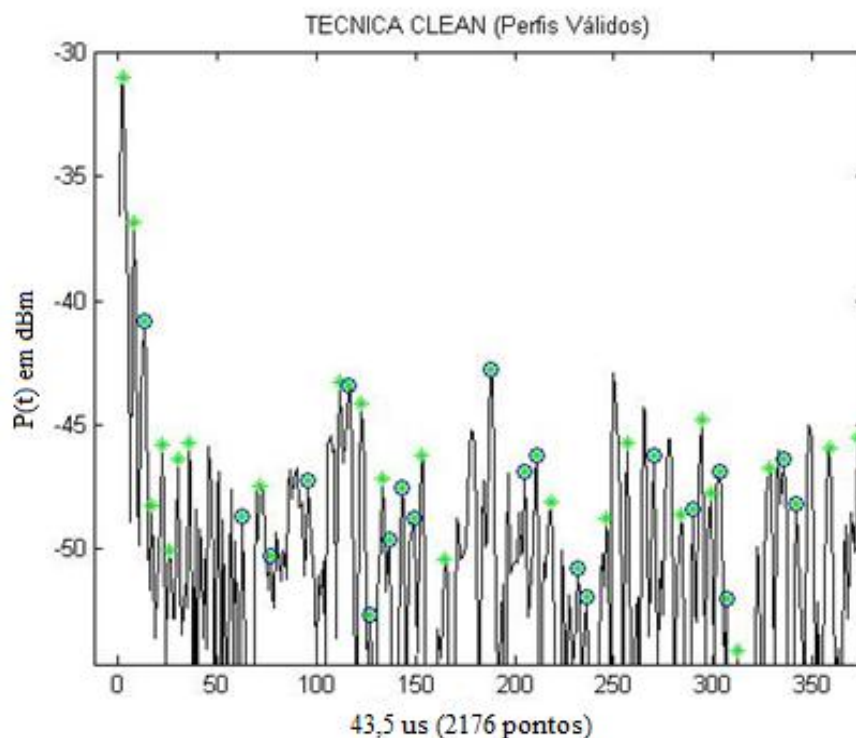


Figura 48: Multipercursos Válidos Técnica CLEAN

Este fato ocorre devido à forma como cada uma das técnicas elege seus multipercursos, pois, como explicado detalhadamente no Capítulo 3, a técnica CLEAN baseia-se no fator de correlação entre o sinal medido na campanha e aquele medido laboratorialmente como referência, ancorado por um limiar de ruído definido sentimentalmente pela sensibilidade do técnico que analisa o canal, conforme [4].

Esta premissa, não prevê que para os diversos pontos válidos do sistema, tem-se média de potência de ruído bem diferente, conforme pode ser observado na Figura 49, onde são ilustrados os níveis médios de ruído para todas as 814 medidas válidas desta campanha.

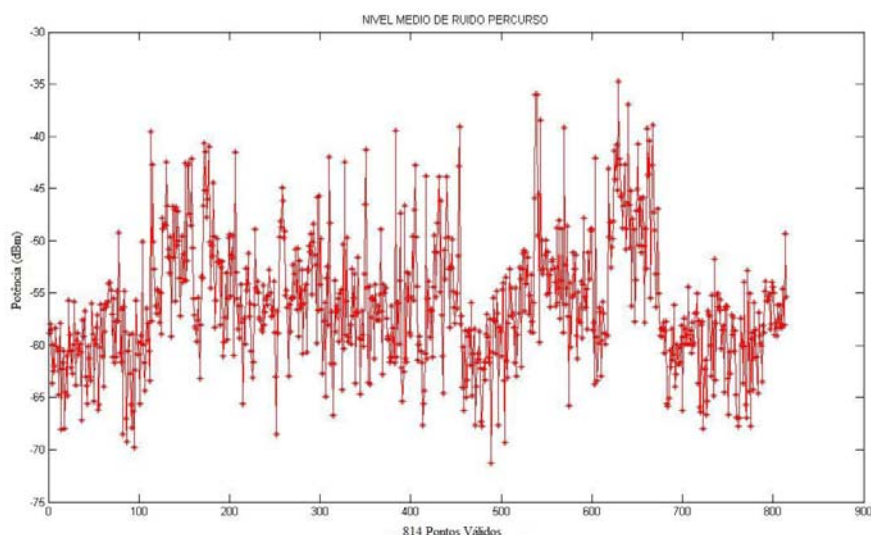


Figura 49: Nível Médio de Ruído do Percurso

Como pode-se observar, para as diversas posições do percurso tem-se várias médias de potência de ruído diferentes, dificultando a escolha de um valor adequados para toda a campanha. Por este motivo a técnica CLEAN falhou na escolha dos multipercursos, pois ora havia um número demasiado de multipercursos, ora não existiam multipercursos, dado o nível de corte definido pelo técnico analisador. Talvez esta técnica funcione bem em ambientes menos urbanizados, ou onde as características de multipercurso sejam mais homogêneas.

Por outro lado, a técnica CFAR faz sua eleição de multipercursos analisando os níveis de potência ajustados adaptativamente através do estabelecimento de um limiar de ruído para cada medida válida, que é extremamente necessário para que a mesma escolha seus multipercursos numa área de sinal corrompida pelo ruído. Além disso, esta última técnica, executa uma conferência com as medidas anterior e posterior para ratificar a existência de um multipercurso válido.

Dado o exposto teoricamente, graficamente e analiticamente, fica claro que a técnica de filtragem CLEAN apontou multipercursos como válidos dentro de uma região de ruído. Implicando assim na caracterização errônea do canal.

Para exemplificar este problema, pode-se analisar calmamente a figura 49 que apresenta nível médio de ruído de aproximadamente -51 dBm, e observa-se que a técnica CLEAN discriminou muitos multipercursos com valores nesta faixa ruidosa, ocasionando percepção de pulsos ruidosos como multipercursos válidos.

Assim, pode-se concluir a partir deste trabalho que, para uma campanha de medidas com características semelhantes às aquelas aqui apresentadas, recomenda-se que para caracterização de dispersão temporal dos canais rádio móvel utilize-se a técnica CFAR em detrimento da técnica CLEAN.

Sugestões para trabalhos futuros:

- 1) Seria interessante verificar se o mesmo resultado apresentado neste trabalho também é observado para outras faixas de frequência. Assim sugere-se a comparação das duas técnicas em outras faixas de frequências de interesse.
- 2) A implementação de uma técnica que mescle características das duas técnicas aqui apresentadas, onde, num primeiro passo, seria executada a técnica CFAR, e após a obtenção do seu resultado, seja feita a conferência dos multipercursos válidos pela correlação dos mesmos com o Sinal de Calibração, reduzindo assim a probabilidade de interpretação errada de multipercursos válidos.
- 3) A aplicação da técnica CLEAN em ambiente semi-urbano, para a verificação de sua eficiência, dado que, para ambientes urbanos outdoor, ela não apresentou bons resultados.
- 4) Cabe ainda comparar os resultados aqui obtidos com outras técnicas de filtragem existentes. Como por exemplo, as técnicas SAGE “*Space Alternating Generalized Expectation Maximization*” e a RVM “*Relevance Vector Machine*”

Referências bibliográficas

- [1] D. PARSONS, *The Mobile Radio Propagation Channel*, 2.ed, New York: John Wiley & Sons, 2000.
- [2] De MATOS, Leni J. Influencia da Vegetação na Dispersão dos Sinais Rádio-Móvel, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Setembro de 2005.
- [3] VIEIRA, Robson Domingos. Medidas do Canal MIMO Indoor: Analisa da Capacidade e dos Parâmetros do Canal, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Setembro de 2005.
- [4] De SOUZA, Cristiano Freitas. Analise da Dispersão Temporal de Canais Banda Ultralarga (UWB) Através de Medidas Realizadas em Ambientes Internos e Externos, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Julho de 2006.
- [5] JANSEN, G. J. M.; STIGTER, P. A.; PRASAD, R. Wideband indoor channel measurements and BER analysis of frequency selective multipath channels at 2.4, 4.75 and 11.5 GHz. *IEEE Transactions on Communications*, v.44, p. 1272-1288, Outubro 1996.
- [6] SILVA, R.M.L. Caracterização de Canal em 3,5GHz Usando Técnicas de Sondagem STDCC e OFDM, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Janeiro de 2012.
- [7] RON, C.V.R. Caracterização do Canal Rádio em Banda Larga na faixa de 3,5GHz em Ambiente Urbano, Tese de Doutorado, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Setembro de 2009.
- [8] MARUM, G.A. Measurement, Modeling, and OFDM Synchronization for the Wideband Mobile-to-Mobile Channel, Tese de Doutorado, School of Electrical and Computer Engineering, Georgia Institute of Technology, Atlanta, Georgia, Maio de 2007.
- [9] YANCOUB, M. D., “*Foundations of Mobile Radio Engineering*”, CRC Press, New York, 1993.
- [10] RAPPAPORT, T. S., “*Wireless Communications - Principles and Practice*”: IEEE Press, Inc.. New York and Prentice Hall, Inc., New Jersey, 2002.
- [11] BELÉM A. N., “*Caracterização Bidimensional de Canais Rádio Através de Diferenças Finitas no Domínio do Tempo*,” Dissertação de Mestrado, Departamento de Engenharia Eletrônica, UFMG, 2001.

- [12] NASCIMENTO Antonio S., Dissertação de Mestrado: Planejamento de Sistemas Móveis em Banda Larga 802.16e-2005 em Frequências entre 2 e 11 GHz. PUC-Rio 2009.
- [13] ACOSTA-MARUM, Guillermo. Measurements, Modeling, and OFDM Synchronization for the Wideband Mobile-to-Mobile Channel, Thesis of PhD, Georgia Institute of Technology, 2007.
- [14] PINTO, E.L. & ALBUQUERQUE, C.P., “A Técnica de Transmissão OFDM”, Revista Científica Periódica - Telecomunicações, vol. 1, Nº 5, Junho de 2002.
- [15] “Wimax – general information about the standard 802.16”, Rohde & Schwartz Product Application Note, 2006 3.3.1.
- [16] BELLO, P.A, Randomly Time-Variant Linear Channels, IEEE Trans. On Com. Systems, vol. 11, pp. 360-393, December 1963.
- [17] RAPPAPORT, T. S. Characterization of UHF multipath radio channels in factory buildings. IEEE Transactions on Antennas and Propagation. v. 37, n. 8, p. 1058-1069, ago. 1989.
- [18] RAPPAPORT, T. S.; SEIDEL, S. Y.; SINGH, R. 900 MHz multipath propagation measurements for US digital cellular radiotelephone. IEEE Transactions on Vehicular Technology. v. 39, p. 132-139, maio 1990.
- [19] SOUZA, C. F. Análise da dispersão temporal de canais de banda ultralarga (UWB) através de medidas realizadas em ambientes internos e externos. Niterói, 2006. 251 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Escola de Engenharia, Universidade Federal Fluminense, Niterói, 2006.
- [20] PAHLAVAN, K.; GANESH, R.; HOTALING, T. Multipath propagation measurements on manufacturing floors at 910 MHz. Electronig Letters, v. 25, n. 3, p. 225-227, fev. 1989.
- [21] MOLISCH, A. F. Ultrawideband propagation channels - theory, measurements, and modeling. IEEE Transactions on Vehicular Technology. v. 54, n. 5, set. 2005.
- [22] KIVINEN, J. et al. Wideband radio channel measurement system at 2 GHz. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, v. 48, n. 1, p. 39-44, fev. 1999.
- [23] GENTILE, C.; KIK, A. A comprehensive evaluation of indoor ranging using ultrawideband technology. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, v. 2007, 10 p., 2007.
- [24] RENZO, M et al. The ultra-wide bandwidth outdoor channel: from measurement campaign to statistical modelling. Mobile Networks and Applications, v. 11, n. 4, p. 451-467, ago. 2006.
- [25] BARROS, F. J. B. Medidas e Análise da Dispersão Temporal do Canal de Propagação UWB Indoor em Vários Tipo de Ambientes. Rio de Janeiro, 2005.

122 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Centro de Estudos em Telecomunicações, PUC-Rio, Rio de Janeiro, 2005.

[26] HARRIS F.J. On the use of windows for analysis with the discrete Fourier transform. Proceedings of IEEE, Vol. 66, 51-73p, january 1986.

[27] HOGBON J.A., Aperture Synthesis with a non-regular distribution of interferometer baselines, Astronomy And Astrophysics Vol.15 , 1974.

[28] VIN, M. Z. e. al., UltraUltra-Wide Bandwidth (UHW) Signal Propagation do Outdoor Wireless Communication. IEEE Vehicular Technology Conference. v.01, p 251,255, Mai 1997

[29] FRANCESCO, A. Di et. al. Sounding and Modelling of the Ultra-Wide Band Channel in Outdoor Scenarios, IEEE Networking with Ultra Wide Band and Workshop on Ultra Wide Band for Sensor Network. Networking with UWB. 2nd International Workshop, p. 20-24 Jul 2005.

[30] ITU-R P.1407-4, Recommendation. Multipath Characterization and Propagation of its Characteristics. ITU-R Radiocommunication Sector of ITU, Out/2009

[31] SOUSA, E. S.; JOVANOVIĆ, V. M.; DAIGNEAULT, C. Delay Spread Measurements for the Digital Cellular Channel in Toronto. IEEE Transactions on Vehicular Technology, v.43, n.04, p. 837-847, Novembro 1994.

Rotina Para a Técnica CLEAN

```

function [tau_med,tau_RMS] = Trata_Linha_H( h )

Resp_Impulso=abs(h);

% calcula a matriz Máximo que contém os valores de pico da linha
% que a amostra imediatamente anterior e a amostra imediatamente
posterior
[lin,col]=size(Resp_Impulso);
for i=3:col-3
    anterior=Resp_Impulso(i-1);
    anterior2=Resp_Impulso(i-2);
    posterior=Resp_Impulso(i+1);
    posterior2=Resp_Impulso(i+2);
    if Resp_Impulso(i)>anterior && Resp_Impulso(i)>posterior &&
        anterior>posterior2 && Resp_Impulso(i)>anterior2
        && Resp_Impulso(i)>posterior2 && posterior>posterior2
        maximo(i)=Resp_Impulso(i);
    else
        maximo(i)=0;
    end
end
% plot(maximo) % Plotar os valores que se adequam as formas de
clean
indice_picos_max=find(maximo~=0);
[linha,tamanho]=size(indice_picos_max);

% Cria um Vetor apenas com os valores de pico da linha da resposta
ao impulso h(t)
for k=1:tamanho
    Resp_Imp_maximos(k)=Resp_Impulso(indice_picos_max(k));
end

%%
in=15;
limiardB=max(10*log10((abs(Resp_Impulso).^2))-in;
limiar=sqrt(10.^((limiardB)/10));
%%
% Carrega matriz com dados válidos das medições de campo, para
traçar o
% vetor tempo de retardos que chamaremos de retardos.
% Cria vetor de tempo (tau) em microsegundos
tau_max = 43.52e-6;
retardos = 0:tau_max/(col-1):tau_max;
%%

```

```

% Mostra o Gráfico da linha 100 da resposta ao impulso (Perfil de
Retardos)
% Cria uma matriz de 5 linhas, onde a linha central será o pico da
resposta
% ao impulso analisado e as duas linhas imediatamente anteriores e
posteriores a esse pico.
clear k
en1=5; %amostra que serão utilizadas no cálculo da técnica clean
n=1;
for k=1:tamanho
    teste2(n)=Resp_Impulso(indice_picos_max(k)-2);
    n=n+1;
    teste2(n)=Resp_Impulso(indice_picos_max(k)-1);
    n=n+1;
    teste2(n)=Resp_Impulso(indice_picos_max(k));
    n=n+1;
    teste2(n)=Resp_Impulso(indice_picos_max(k)+1);
    n=n+1;
    teste2(n)=Resp_Impulso(indice_picos_max(k)+2);
n=n+1;
end
[y,a]=size(teste2);
a=a/en1;
teste2=reshape(teste2,en1,a);

%CX é o sinal de referência, é o que chamamos de sinal calibração
no nosso
%trabalho, é o CAL.
%% Cálculo do sinal de calibração
[g,b]=size(Resp_Impulso)
en2=2; %amostra inicial de referência
nome_calibra =
['C:\Users\admin\Documents\Programa\Resp_Impulso_Calibracao.txt'];
calibra = dlmread(nome_calibra);
Cx=calibra';
CxMatriz=Cx;
CxMatriz=CxMatriz';

%%
CyMatriz=teste2;
M=[CxMatrizCyMatriz];
%%
[n,p]=size(M);
[r,p]=corrcoef(M);
MatrizCorrelacao=r(1,:);
teste3=MatrizCorrelacao(1,en1:a+1);

%% Aplicação da Técnica CLEAN
posicao=find(Cx==max(Cx));
teste3Auxiliar=teste3;
Copy_Resp_Impulso=Resp_Impulso;
[a,b]=size(Cx);
atraso(1,1)=0
for k=1:b
    posicao=find(teste3==max(teste3));

    if teste3Auxiliar(posicao)>0.80
        teste3(posicao)=0;

posicao1=find(Copy_Resp_Impulso==Resp_Imp_maximos(posicao))
posicao(k)=posicao1;

```

```

fator=abs(Resp_Impulso(posicaoy1)/Cx(posicaox));
amplitudeoriginal(k)=Copy_Resp_Impulso(posicaoy1);
    atraso(k)=retardos(posicaoy1);
d=abs(posicaoy1-posicaox);

%%%%%
    z(1,1:b)=0;
    z(1,1+d:b)=Cx(1:b-d);
%%%%%
clean_map=Resp_Impulso-z*fator;
Resp_Impulso=clean_map;

%           if sum(teste3==0)
%               break
%           end
if max(10*log10(abs(Resp_Impulso)))<limiardB
break
end
end
%     k
end
%%
xxx=length(atraso)
amplitudeoriginal(xxx+1)=Resp_Impulso(1);
atraso(xxx+1)=0;
%%
%
n=1
for ind=1:length(atraso)
if amplitudeoriginal(ind)>-0.001584893 && atraso(ind)<15e-6
grafico(n)=amplitudeoriginal(ind);
New_atraso(n)=atraso(ind);
    n=n+1
end
end
%%
% Cálculo do Perfil de Retardos
num = 0;
denom = 0;

```

Rotina para Tecnica CFAR

```
function [maxim, index_max] = PDP_souza(h,
amostra,limiardB,menos,mais)

hh = 10*log10((abs(h(amostra,:))).^2);
hh_menos =10*log10((abs(h(amostra-1,:))).^2);
hh_mais=10*log10((abs(h(amostra+1,:))).^2);
index_max = find(hh == max(hh(1:30)));

%Determina os máximos
b = 2;
h_a(1) = 10*log10((abs(h(amostra,index_max))).^2);
maxim(1) = h_a(1);
index_max(1) = index_max;
for a = 2: length(h(amostra,:))-1
h_a(a) = 10*log10((abs(h(amostra,a))).^2);
h_a_menos(a) = 10*log10((abs(h(amostra-1,a))).^2);
h_a_mais(a) = 10*log10((abs(h(amostra+1,a))).^2);
h_a(a+1) = 10*log10((abs(h(amostra,a+1))).^2);
% o primeiro ifso verifica se dentro de uma linha nao estamos num
% vale!!!
if h_a(a) > h_a(a-1) && h_a(a) > h_a(a+1) || h_a(a) > h_a(a-1)
&& h_a(a) < h_a(a+1) || h_a(a) < h_a(a-1) && h_a(a) > h_a(a+1) % Esse
cara faz a análise dos perfis post e ant conforme nomenclatura
CFAR.
% o segundo if se a dif local de amp do pico da linha e da amostra
% local estao maiores que o limiar para ser observado, e ainda
para
% alinha anterior e posterior
if max(hh) - h_a(a) < limiardB && max(hh_menos)-h_a_menos(a) < menos
&& max(hh_mais)-h_a_mais(a) < mais % Diferente do
proposto no PDP Normal que trata somente uma linha perfil
maxim(b) = h_a(a);
index_max(b) = a;
b = b+1;
else
break;
end
end
end
```

Rotina para a o cálculo de Retardo Médio e Desvio Padrão

```
function [tau_rms, tau_med] = Delay_Spread (canal,h,amostra,
maxim, index_max);

num = 0;
denom = 0;
num2 = 0;
tau = 1/50; %1 sobre o n de frequencia amostragem
for j = 1 : length(maxim)
    num = num + tau * index_max(j) *
(abs(h(amostra,index_max(j))))^2; % Numerador tempo
de retardo medio
denom = denom + (abs(h(amostra,index_max(j))))^2;
% Dem de amplos, tempo retardo medio e o Tempo de retardo RMS.
% Desconfio que esteja errado, dado a formuleta no caderno, usar
cálculo feito no clean
end
tau_med = num/denom;

forjj = 1 : length(maxim)
    num2 = num2 + ((tau * index_max(jj)) - tau_med)^2 *
(abs(h(amostra,index_max(jj))))^2;
end

tau_rms = sqrt(num2/num);
```

Rotina Principal para Técnica CLEAN

```

%%
%%% Código para Limpeza de Retardos Utilizando a Técnica CLEAN
segundo Tese
%%% de doutorado de Fabricio Barros
clearall;
clc;
canal = '20';
data = '15_10_2012';
nome_h = ['C:\Users\admin\Documents\Programa\' data '_' canal 'MHz
- Resposta ao Impulso h.txt'];
h = dlmread(nome_h);
MediaRuidos = mean(10*log10((abs(h')).^2))

%%
% Plota h(t) para verificação do nível médio de ruído
MediaRuidos = mean(10*log10((abs(h')).^2)) % Pega média
do sinal para traçar linha de referencia
figure (1)
title('Sinal h(30)')
ylabel('Nivel de Ruído(dB) em preto')
xlabel('Linha 30')
plot(10*log10((abs(h(30,:))).^2),'-r');
hold on
plot(10*log10((abs(h(30,:))).^2),'b')
holdon
LimiarRuido = MediaRuidos(30)*ones(1,length(h(30,:)))
plot(LimiarRuido,'-k')

%%
% Encontrar medidas cuja média de potencia maior que -42 dBm
%MelhoresMedidas = find(MediaRuidos>-45)
%plot(10*log10((abs(h(MelhoresMedidas(1,1),:))).^2),'b')

%%
% Encontrar as mediadas onde temos a maior diferença entre o pico
e o nivel
% médio de sinal!
% Feito isso, colocamos em PosLinhaMaxDif, as posições das linhas
válidas onde
% encontramos essa maior diferenca. Elas devem dar um melhor
resultado na
% plotagem da tecnica CLEAN.
Dimh=size(h)
for i=1:Dimh(1,1)
    A1 = 10*log10((abs(h(i,:))).^2)
    A2 = max(10*log10((abs(h(i,:))).^2))
    MaxLinha(1,i) = find(A1==A2)
    DeltaMaxLinha(1,i) = 10*log10((abs(h(i,MaxLinha(1,i))).^2)-
    MediaRuidos(1,i)
end

```

```

DeltaMaxLinhaAux = DeltaMaxLinha
for j=1:Dimh(1,1)
Aux = max(DeltaMaxLinhaAux')
PosLinhaMaxDif(1,j) = find(DeltaMaxLinhaAux == Aux)
DeltaMaxLinhaAux(1,PosLinhaMaxDif(1,j)) = -100
end

%%
% Para um melhor entendimento da diferença entre o nível de sinal
coletado
% o nível de ruído vamos plotar o nível médio de sinal de cada um
dos
% sinais válidos
figure(2)
xlabel('Media Pot Sinais Válidos');
ylabel('Potência (dB)');
plot(MediaRuidos,'-r');

%%
% % Carrega a linha 100 resposta ao impulso h(t) calculada no
programa respfreq_med_v2_H_leo
for t=1:Dimh(1,1)
t
LinhaH=abs(h(PosLinhaMaxDif(1,t),:));
[delay1(t),Sigma(t)] = Trata_Linha_H( LinhaH )
end
MediaDelay = mean(delay1)*ones(1,length(delay1))
MediaSigma = mean(Sigma)*ones(1,length(Sigma))

figure (3)
subplot(2,1,1);
plot(1e6*delay1,'ro-')
title('Retardo Médio')
ylabel('Tempo(us)')
hold on
plot(1e6*MediaDelay,'-k')
subplot(2,1,2);
plot(1e6*Sigma,'bo-')
title('Desvio Padrão')
ylabel('Tempo(us)')
xlabel('Medida Valida')
hold on
plot(1e6*MediaSigma,'-b')

%%          Plota imagens para monografia do processamento CLEAN

LinhaHGraf=abs(h(189,:));
[Resp_Impulso_dB,Copy_Resp_Impulso_dB,maximo_dB,grafico_dB,indiceG
rafico] = Trata_Linha_Graf( LinhaHGraf )

%Figura somente com os pontos a serem observados para tratamento
CLEAN
figure(4)
plot(Copy_Resp_Impulso_dB,'-k')
title(' TECNICA CLEAN(Possíveis Perfis Válidos a serem
analisados)')
xlabel(' Tempo total 43,5 us ')
ylabel(' P(t) em dB ')
hold on

```

```
plot(maximo_dB, '*g')
```

```
figure(5)
plot(Copy_Resp_Impulso_dB, '-k')
title(' TECNICA CLEAN (PerfisVálidos) ')
xlabel(' Tempo total 43,5 us ')
ylabel(' P(t) em dB ')
hold on
plot(maximo_dB, '*g')
hold on
plot(indiceGrafico, grafico_dB, 'ob')
```

```
figure(6)
plot(Copy_Resp_Impulso_dB, '-k')
title(' TECNICA CLEAN (Reposta pós Analise) ')
xlabel(' Tempo total 43,5 us ')
ylabel(' P(t) em dB ')
hold on
plot(Resp_Impulso_dB, '-r')
hold on
plot(maximo_dB, '*g')
hold on
plot(indiceGrafico, grafico_dB, 'ob')
```

```
PosLinhaMaxDif(1,6)
```


Rotina Principal para a Técnica CFAR

```

%% Análise CFAR - Limpeza de perfil de retardos
% Pega a Resposta ao Impulso e joga na variável h
clear all;
clc;
canal = '20';
data = '15_10_2012';
nome_h = ['C:\Users\admin\Documents\Programa\' data '_' canal 'MHz
- Resposta ao Impulso h.txt'];
h = dlmread(nome_h);
tam_h=size(h)
canal = '20';
ref =1

%5tau_max = (tam_B(2)-3)/(str2num(canal));      %tam_B(2) - por
causa das coordenadas e a posição
%escala = 0:tau_max/(tam_B(2)-3):tau_max;        % escala em
microsegundos

%Distância com Lei de Vicenty para TX e pontos de medida
clear tau_rms_souza;
clear tau_med_souza;
clear ind_max;
clear max_s;
n = 1;
p=1;
%max_s = zeros(tam_B(1),120)-60;
%ind_max = zeros(tam_B(1),120);

%%
for m = 2: tam_h(1,1)-1
% Analisa a linha de referência
mediana_ruido = median(10*log10((abs(h(m,:))).^2));
desv_ruido = std(10*log10((abs(h(m,:))).^2));
% std calcula o desvio padrao
max_h = max(10*log10((abs(h(m,:))).^2));
% calcula o pico de medida
limiardB = max_h - mediana_ruido + desv_ruido;
% limiar de ruído no perfil de retardos

% Analisa a linha de referência -1
mediana_ruido = median(10*log10((abs(h(m-1,:))).^2));
desv_ruido = std(10*log10((abs(h(m-1,:))).^2));
max_h = max(10*log10((abs(h(m-1,:))).^2));
limiardB_menos = max_h - mediana_ruido + desv_ruido;

% Analisa a linha de referência +1
mediana_ruido = median(10*log10((abs(h(m+1,:))).^2));
desv_ruido = std(10*log10((abs(h(m+1,:))).^2));
max_h = max(10*log10((abs(h(m+1,:))).^2));
limiardB_mais = max_h - mediana_ruido + desv_ruido;

```

```

clear maxim_novo_souza;
clear index_novo_souza;
clear maxim_souza;
    clear index_max_souza;
    clear maxim_normal;
    clear index_max_normal;

[ maxim_souza, index_max_souza ] = PDP_souza(h, m, limiardB,
limiardB_menos, limiardB_mais);
    j = 1;
index_novo_souza(1) = 0
maxim_novo_souza(1) = 0
% Se existem indices válidos adjacentes...
for i = 2: length(index_max_souza)-1
    if index_max_souza(i+1) == index_max_souza(i)+1 ||
index_max_souza(i-1) == index_max_souza(i)-1
index_novo_souza(j) = index_max_souza(i);
maxim_novo_souza(j) = maxim_souza(i);
j = j + 1;
end
end

    Quant = size(index_novo_souza)
VetorQuantVal(m) = Quant(1,2)

if j>1
    [tau_rms_souza(n), tau_med_souza(n)] = Delay_Spread (canal, h,
m, maxim_novo_souza, index_novo_souza);
    n=n+1
end

end

%% GERA GRAFICO MONOGRAFIA

ValorMelhor = max(VetorQuantVal)
PosMelhor = find(VetorQuantVal==ValorMelhor)

% Analisa a linha de referência
mediana_ruido = median(10*log10((abs(h(PosMelhor,:))).^2));
desv_ruido = std(10*log10((abs(h(PosMelhor,:))).^2));
% std calcula o desvio padrao
max_h = max(10*log10((abs(h(PosMelhor,:))).^2));
% calcula o pico de medida
limiardB = max_h - mediana_ruido + desv_ruido;
% limiar de ruído no perfil de retardos

% Analisa a linha de referência -1
mediana_ruido = median(10*log10((abs(h(PosMelhor-1,:))).^2));
desv_ruido = std(10*log10((abs(h(PosMelhor-1,:))).^2));
max_h = max(10*log10((abs(h(PosMelhor-1,:))).^2));
limiardB_menos = max_h - mediana_ruido + desv_ruido;

% Analisa a linha de referência +1
mediana_ruido = median(10*log10((abs(h(PosMelhor+1,:))).^2));
desv_ruido = std(10*log10((abs(h(PosMelhor+1,:))).^2));
max_h = max(10*log10((abs(h(PosMelhor+1,:))).^2));
limiardB_mais = max_h - mediana_ruido + desv_ruido;

```

```
[maxim_souza, index_max_souza] = PDP_souza(h,
PosMelhor,limiardB, limiardB_menos,limiardB_mais);
```

```
j = 1;
index_novo_souza(1) = 0
maxim_novo_souza(1) = 0
% Se existem indices válidos adjacentes...
for i = 2: length(index_max_souza)-1
    if index_max_souza(i+1) == index_max_souza(i)+1 ||
        index_max_souza(i-1) == index_max_souza(i)-1
        index_novo_souza(j) = index_max_souza(i);
        maxim_novo_souza(j) = maxim_souza(i);
        j = j + 1;
    end
end
```

```
figure (1)
plot(10*log10(abs(h(PosMelhor,:)).^2), '-k')
title(' TECNICA CFAR ')
xlabel(' Tempo ')
ylabel(' P(t) em dB ')
hold on
plot(index_novo_souza,maxim_novo_souza,'ob')
hold on
plot(index_novo_souza,maxim_novo_souza,'*g')
```

```
%%
% Calcula Atraso Médio e Desvio Padrao
```

```
AtrasoMedio = mean(tau_rms_souza)
DesvioPadrao = mean(tau_med_souza)
```


Raio: 5 Km

Entidade: TELEVISAO RECORD DO RIO DE JANEIRO LTDA -
Serviço: 252 - Auxiliar Radiodifusão - Reportagem Externa

Estação	Longitude	Latitude	Transmissão	Recepção	Município	Endereço	Altitude
692324801	43W140800	22S570500	2435 MHz		Rio de Janeiro	UNIDADE MÓVEL - MOTOLINK 20Km DO HELICÓPTERO S/N RIO COMPRIDO	756
3573222	43W131700	22S565000		2435 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE . RIO COMPRIDO	756
3573222	43W131700	22S565000		2435 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE . RIO COMPRIDO	756
692324470	43W140800	22S570500		2435 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARÉ S/N RIO COMPRIDO	756
692555382	43W140800	22S570500	2435 MHz		Rio de Janeiro	UNIDADE MÓVEL - MOTOLINK 20Km DO HELICÓPTERO S/N RIO COMPRIDO	756
692324461	43W140800	22S570500	2435 MHz	2435 MHz	Rio de Janeiro	UNIDADE MÓVEL - HELICÓPTERO OPERANDO A 20 Km DAS COORD. S/N RIO COMPRIDO	756
3573230	43W140000	22S570000	2435 MHz	2435 MHz	Rio de Janeiro	PRIMEIRA VIATURA .	10
517500566	43W140000	22S570000	2435 MHz	2435 MHz	Rio de Janeiro	SEGUNDA VIATURA .	9910

Entidade: TV CORCOVADO S/A -

Serviço: 252 - Auxiliar Radiodifusão - Reportagem Externa

Estação	Longitude	Latitude	Transmissão	Recepção	Município	Endereço	Altitude
2971089	43W131700	22S570000		2555 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE SERRA DA CARIOCA . RIO COMPRIDO	730
2971089	43W131700	22S570000		2495 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE SERRA DA CARIOCA . RIO COMPRIDO	730
2971070	43W131700	22S570000	2455 MHz		Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 50KM DO SUMARE .	10
2971089	43W131700	22S570000		2455 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE SERRA DA CARIOCA . RIO COMPRIDO	730
2971070	43W131700	22S570000	2495 MHz	2495 MHz	Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 50KM DO SUMARE .	10
2971070	43W131700	22S570000	2555 MHz	2555 MHz	Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 50KM DO SUMARE .	10

Entidade: TV MANCHETE LTDA -

Serviço: 252 - Auxiliar Radiodifusão - Reportagem Externa

Estação	Longitude	Latitude	Transmissão	Recepção	Município	Endereço	Altitude
2971526	43W132200	22S575800		2475 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE . AT.BOA VISTA	740
2971496	43W132200	22S575800	2475 MHz		Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 20KM DAS COOR GE . AT.BOA VISTA	740
2971526	43W132200	22S575800		2575 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE . AT.BOA VISTA	740
2971496	43W132200	22S575800	2475 MHz	2475 MHz	Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 20KM DAS COOR GE . AT.BOA VISTA	740
2971496	43W132200	22S575800	2575 MHz	2575 MHz	Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 20KM DAS COOR GE . AT.BOA VISTA	740

Entidade: TVSBT CANAL 11 DO RIO DE JANEIRO LTDA - Serviço: 252 - Auxiliar Radiodifusão - Reportagem Externa							
Estação	Longitude	Latitude	Transmissão	Recepção	Município	Endereço	Altitude
2971062	43W131700	22S565000		2515 MHz	Rio de Janeiro	MORRO DO SUMARE - SERRA CARIOCA . RIO COMPRIDO	730
2971011	43W131700	22S565000	2515 MHz	2515 MHz	Rio de Janeiro	VIATURA OPERANDO A 50KM DO SUMARE .	

Entidade: TVSBT CANAL 11 DO RIO DE JANEIRO LTDA - Serviço: 251 - Auxiliar Radiodifusão - Transmissão de Programas							
Estação	Longitude	Latitude	Transmissão	Recepção	Município	Endereço	Altitude
2970600	43W134400	22S533900	2595 MHz	2595 MHz	Rio de Janeiro	CAMPO DE SAO CRISTOVAO 105 . SAO CRISTOVAO	10

Anexo C: DataSheet Antena Receptora

Product

Specifications

Product

Specifications

RM-WLF Series

MMF3-700 series

MGRM-WLF

Series

Mobile 700 MHz Band

Stud Mount & Glass Mount

Available in Roof Mount, Window Mount &

Magnetic Mount

Power handling up to 10 watts

Wideband RM models operate on 700, GSM,

2.4 WiFi& 2.6 WiMAX

Window Mount model installs easily to window

with 3M VHB tape

Mobile Mark propels into the new 700 MHz nationwide models other configuration are available.

spectrum with an exciting array of mobile antennas. With

this new line, your deployments can begin immediately. For glass mounting, Mobile Mark's MMF3-700 antennas

can provided nearly identical 700 band performance as

The RM-WLF wideband Series antenna is available the stud mount antenna. Providing no-hole installation,

in black radome (white optional). These are 3 dBi gain set-up is speedy. This model has two mounting/transfer

broadband antennas. A ground plane is recommended for plates that attach to the inside/outside. They attach using

best performance. These antennas will operate over the field proven 3M VHB double sided tape. The short flexible

entire 694-894 MHz spectrum, along with 1.7 - 2.7 GHz whip on the MMF is fixed in vertical position and never

high frequency spectrum. With these antennas, you can needs to be removed, they are car wash proof. The stanprovide

operation on 700, as well as other complimentary dard cable is 15 ft of RG-58 with SMA connectors.

technologies such as GSM, WiFi or WiMAX. The RM-WLF

require a 5/8" hole (16 mm) for mounting and are outfitted

with a captured "O" ring for weather sealing. Standard

Model Number

cable supplied is 1 foot of RG-58 (305 mm) and SMA con-

Model

nector standard, other configurations are available.

MMF3-700

RM-WLF

A magnetic mount version is available in MGRM-WLF.

This model provides all the same performance as the

MGRM-WLF

RM-WLF, with a powerful magnet for less permanent

installations. Cable provided standard with MGRM Mag

mount is 10 ft of RG-58 with SMA. Like most Mobile Mark

Specifications

Frequency

694-960 MHz

694-894 MHz

& 1.7 - 2.7 GHz

694-894 MHz

& 1.7 - 2.7 GHz

Description

Glass Mount

Body Mount (5/8"stud)

Mag Mount

Frequency: See above

Gain: 3 dBi peak gain

VSWR: 2:1 max over range

Operating Temp: -40o to +85o C

Nominal Impedance:50 ohms

Maximum Power: 10 watts

Antenna Size/Mount:

RM Series 1.75"D x 3"H, 5/8" hole required

(45 mm x 76 mm, 16 mm hole)

MGRM Mag 2.65 base diameter x 3.62" high

(67 mm x 92 mm)

MMF3-700 2" dia. Mount, 3.75"L Whips

(51 mm dia, 95 mm)

Case Material: ABS

RM Stud Depth: Mount to 1/2" metal (12.7 mm)

Hardware Supplied:

RM Stud Mount Locknut and gasket or O ring

MMF Glass Mount 3M VHB tape

Cable:

RM-WLF 1 ft RG-58 (305 mm)

MGRM Mag 10 ft RG-58 (3 meters)

MMF3-700 15ft RG-58 (4.5 meters)

Connector: SMA male

Other connector & cable configurations available, please

consult factory for details.

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

Visit our web page at www.mobilemark.com. Specifications subject to change without notice (4/2008).

Anexo D: DataSheet LNA

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

BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER

ABL0800-12-3315

Functional Diagram

RF IN RF OUT

DC Regulator

DC IN

Mechanical Structure:

Note: All units in inches.

Absolute Maximum Ratings

DC Voltage +15V

RF Input Power 0 dBm

Storage Temperature -55~+125°C

Operating Temperature -40~+75°C

1070 Hamilton Road, Suite A, Duarte, CA 91010

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

BROADBAND LOW NOISE AMPLIFIER

ABL0800-12-3315

1070 Hamilton Road, Suite A, Duarte, CA 91010

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

Anexo E: DataSheet Antena Transmissora

INFRASTRUCTURE ANTENNAS
Sector Panels

PCTEL, Inc. WEB: www.antenna.com 129
2.3-2.7GHz 60° & 90° Sector Panel

Technical Data

Polarization: Linear dual slant +/- 45°

Nominal Impedance: 50 ohms

VSWR: < 1.5

Front to Back Ratio: > 32 dB

Port-to-Port Isolation: 30 dB typical

Null Fill: -15dB

Upper Side Lobe Suppression: 30 degrees above horizon: > -18 dB

Radome Material:

Gray UV resistant plastic

Connector: Type N female

This WiMAX cross polarized antenna is designed to cover frequencies from 2300 to 2700 MHz. It offers excellent front-to-back ratio of > 32 dB with a VSWR of less than 1.5 in a rugged, off-white UV resistant radome.

Features

- Outstanding port to port isolation of 30 dB typical
- VSWR of less than 1.5
- Null fill
- Great upper side lobe suppression
- Adjustable scissors-style pipe mount bracket with 0-10° downtilt

RF/Electrical Specifications

Mechanical Specifications

SP2327-17XP90NUF -40°C to 70°C storage /

Temperature: -40°C to 70°C operating

Dimensions (L X W X D): 48" x 6.7" x 3.5"

Weight: (4.0 kg)

Wind: 200Km/h