

4

Aquisição e Processamento dos Dados

Com o sistema de sondagem pronto e testado, as medidas podiam ser realizadas, mas antes era necessário estabelecer a forma de aquisitá-las. Para tratar tais medidas aquisitadas e determinar os parâmetros desejados, era necessário que se desenvolvesse um programa adequado.

Como o canal é suposto WSSUS, o sinal recebido apresenta estatística gaussiana e os perfis de potência $P_h(\xi)$, calculados dos valores medidos de I e Q substituídos na equação 2.48, descrevem completamente o comportamento do canal. Tais perfis representam uma distribuição estatística das amplitudes de multipercurso e, uma vez medidos nos diversos meios vegetados, são processados a fim de que possam ser determinados os diversos parâmetros do canal e se possa concluir sobre a influência da vegetação em tais parâmetros, conduzindo a uma maior compreensão do meio.

4.1

Aquisição das Medidas

As medidas de sinal I e Q, realizadas com o receptor STDCC, juntamente com os pulsos D, emitidos pelo sensor de posição, foram aquisitadas pela placa ADQ, instalada num *laptop*, e gravadas em arquivos. Para isso foi empregado o sistema, em blocos, mostrado na Figura 21. Mais adiante, tais arquivos de dados gravados foram processados *off line*, utilizando programação MATLAB. Ao mesmo tempo em que as medidas eram gravadas, era possível, durante a realização das medidas, visualizar os perfis de potência e os pulsos da roda na tela de um *laptop*, através de uma programação adequada.

A placa de aquisição empregada é a DAQ-AI-16XE-50 [38], cujas características principais são:

- Número de Canais: 16 (modo simples) ou 8(modos diferencial)
- Taxa de amostragem máxima 200 KS/s(canais simples)

- Ganho: 1 - $\pm 10V$ (bipolar) ou 0 a 10 V (unipolar)
- 2 - $\pm 5V$ (bipolar) ou 0 a 5 V (unipolar)
- 10 - $\pm 1V$ (bipolar) ou 0 a 1 V (unipolar)
- 100 - $\pm 0,1V$ (bipolar) ou 0 a 0,1 V (unipolar)
- Tamanho do *buffer* FIFO: 1024 amostras
- Conector I/O: PCMCIA de 68 posições

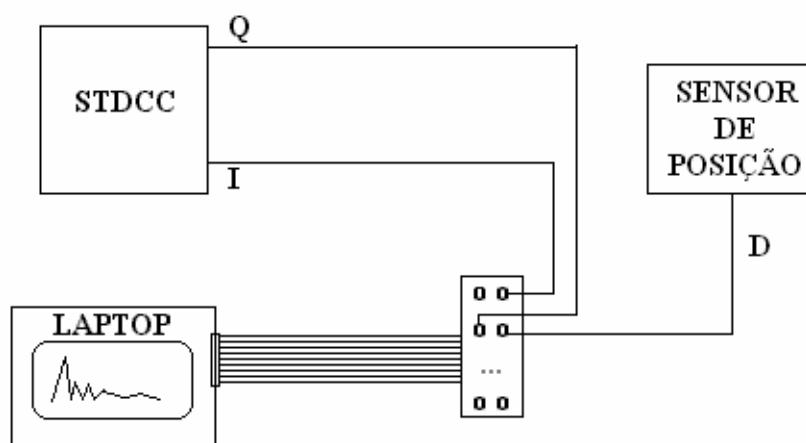


Figura 21 - Sistema de Aquisição das Medidas

A taxa de amostragem, empregada para aquisitar os sinais para o *laptop*, deve ser única e tal que satisfaça à taxa mínima de amostragem estabelecida pelo critério de Nyquist. Como os sinais I e Q medidos têm faixa da ordem de 10 KHz, deveriam ser aquisitados com taxa mínima de 20 KSPS.

No caso dos pulsos emitidos pelo sensor de distância, para se determinar a sua frequência de amostragem, as duas situações tinham que ser analisadas: velocidade de 5 km/h e 15 km/h. Em ambos os casos se empregou o disco de 120 furos, acoplado à roda do carro, que operava com uma frequência angular calculada por:

$$f = 120 \ v / (2\pi R) \quad (4.1)$$

Como $R = 0,283$ m, a frequência angular máxima, associada à máxima velocidade, é aproximadamente igual a 281,192 Hz, acarretando numa taxa de

amostragem mínima necessária no entorno de 562,385 SPS, de forma a recuperar as informações dos pulsos sem *aliasing*. Assim, mesmo para a maior velocidade, a taxa necessária ainda é bem pequena e observa-se que, para satisfazer aos 3 sinais adquiridos, a taxa de amostragem mínima de 20 KSPS é suficiente. Como Jeruchim [33] afirma que 4 vezes a largura de faixa de um sinal já fornece um ótimo valor para a taxa de amostragem, empregou-se na aquisição dos 3 sinais uma taxa igual a 50 KSPS, cinco vezes a largura do maior sinal aquisitado, garantindo uma ótima resolução dos sinais aquisitados amostrados. Como cada perfil dura 51,1 ms, isto leva a um número igual a 2555 amostras por perfil (51,1 ms x 50 KSPS). Dessa forma os dados foram aquisitados, tornando possível o processamento *off line* dos mesmos para gerar os perfis e seus retardos e determinar os parâmetros desejados do canal rádio-móvel.

Através do *software MATLAB* [32] foi possível a aquisição e a análise das amostras obtidas pela placa DAQ. No caso da obtenção dos perfis *on line*, na tela do *laptop*, um programa calculava a potência a partir das amostras I e Q, gerando os perfis e os plotando numa janela. Paralelamente à visualização era realizada a gravação dos dados. O programa DAQI¹ que realiza tais tarefas é mostrado no Apêndice D.

Para a aquisição e tratamento *off line* das amostras a partir dos arquivos de dados gravados foi desenvolvida, com o mesmo *software*, uma segunda programação, também mostrada no Apêndice D, intitulada AQUISIÇÃO.

4.2

Processamento das Medidas

Antes de realizar o processamento das medidas, era necessário que se trabalhasse com as fórmulas para o cálculo dos parâmetros a fim de adequá-las à forma discreta. Também era necessário que fossem definidos alguns conceitos e critérios, adotados ao longo da programação. É importante ter em mente a Figura 5 do Capítulo 2 que relaciona as funções de correlação dos canais WSSUS.

¹ desenvolvido por Eduardo Klein, aluno de Iniciação Científica do CETUC.

4.2.1

Cálculo do Retardo Médio (d)

Parte-se dos valores do perfil de potência de retardos $P_h(\xi)$, obtidos no domínio tempo/retardo, em cada instante de observação. Através da substituição na equação 2.48 das medidas realizadas em cada perfil nos canais I e Q, o retardo médio, por perfil, é calculado através da equação 2.44, como uma soma discreta, em vez de contínua, já que se dispõe de $N = 2555$ amostras de cada perfil. Nesse caso:

$$d = \sum_{i=1}^N \xi_i P_h(\xi_i) / \sum_{i=1}^N P_h(\xi_i) \quad (4.2)$$

onde ξ_i são os instantes de amostragem de retardo do perfil e $P_h(\xi_i)$ são as amplitudes das amostras de perfil nos instantes de amostragem.

4.2.2

Cálculo do Espalhamento de Retardo (σ_T)

Com os resultados do retardo médio de cada perfil do item anterior e os valores das amplitudes do perfil nas respectivas amostras de retardo, calcula-se o espalhamento de retardo, que fornece uma medida estatística da dispersão do sinal transmitido no tempo. Empregando a equação 2.49 na forma discreta, obtém-se:

$$\sigma_T = \left[\sum_{i=1}^N (\xi_i - d)^2 P_h(\xi_i) / \sum_{i=1}^N P_h(\xi_i) \right]^{1/2} \quad (4.3)$$

4.2.3

Cálculo da Banda de Coerência (BW_C)

Partindo-se do perfil de potência de retardos $P_h(\xi)$, em cada instante de observação específico, cada curva obtida pela transformada de Fourier discreta

(DFT) do perfil de potência, $F_{\xi}[P_h(\xi)]$, representa a autocorrelação $R_T(\Omega)$, na frequência, entre todos os raios que chegam ao receptor com diferentes retardos, mas que partiram do transmissor num mesmo instante de tempo. A equação 2.50, escrita sob a forma de uma soma discreta, torna-se:

$$R_T(\Omega_i) = \sum_{i=1}^N P_h(\xi_i) e^{-j 2 \pi \Omega_i \xi_i} \cdot \Delta \xi \quad (4.4)$$

onde:

$\xi_i = i \cdot [1/\text{taxa de aquisição das amostras de retardo do perfil}]$, $i = 1, 2, \dots, N$

$\Omega_i = i/[(N-1) \cdot \xi_i]$, onde Ω_i é o intervalo entre a 1ª e a i ª amostra na frequência

$\Delta \xi \equiv$ intervalo entre as amostras de retardo do perfil (resolução de retardos)

A equação 4.4 da autocorrelação é a DFT dos perfis de potência de retardos nos N pontos de amostragem ξ_i , ou seja: $R_T(\Omega_i) = \text{DFT} [P_h(\xi_i), N]$, cujas amostras na frequência aparecem nos pontos Ω_i .

A taxa de aquisição real das amostras do perfil é igual a 50 KSPS e o número de amostras $N = 2555$. Quanto à resolução em frequência da autocorrelação obtida, é calculada por Ω_i quando $i = 1$, ou seja, é o intervalo entre duas amostras consecutivas na frequência. Assim, pode-se dizer que tal resolução é:

$$\Omega = 1/[(N-1) \cdot \xi] = 50 \cdot 10^3 / (N-1)$$

e será praticamente igual a 19,577 KHz.. Uma forma de se melhorar tal resolução, diminuindo este valor, é alongar o perfil, como será visto adiante no item 4.2.5, relativo à programação.

4.2.4

Cálculo do Deslocamento Doppler (d_D)

A transformada discreta de Fourier, no domínio do tempo (η), dos perfis de potência de retardos, $F_{\eta}[P_h(\eta; \xi)]$, para um determinado retardo ξ_j , conduz à

potência espalhada, na frequência, devido a todos os que chegam ao receptor nesse mesmo retardo ξ_j . Tais raios partiram no mesmo instante de tempo do transmissor, mas percorrem caminhos diferentes, porém sofrem o mesmo retardo e se acham em pontos de uma mesma elipse, que tem o transmissor e o receptor como focos [17], acarretando um retardo constante. O cálculo da transformada permite, então, a obtenção dos deslocamentos Doppler no domínio retardo/Doppler, em retardos de tempo definidos, conforme pode ser visto na Figura 22, obtida a partir de medidas na rota Jardim Botânico2 (Ver Capítulo 5). Para cada valor de deslocamento Doppler é possível determinar o ângulo de chegada dos multipercursos de um mesmo raio transmitido, mas que percorreram diferentes caminhos entre transmissor e receptor e chegaram num mesmo retardo, conforme já visto na seção 3.2.

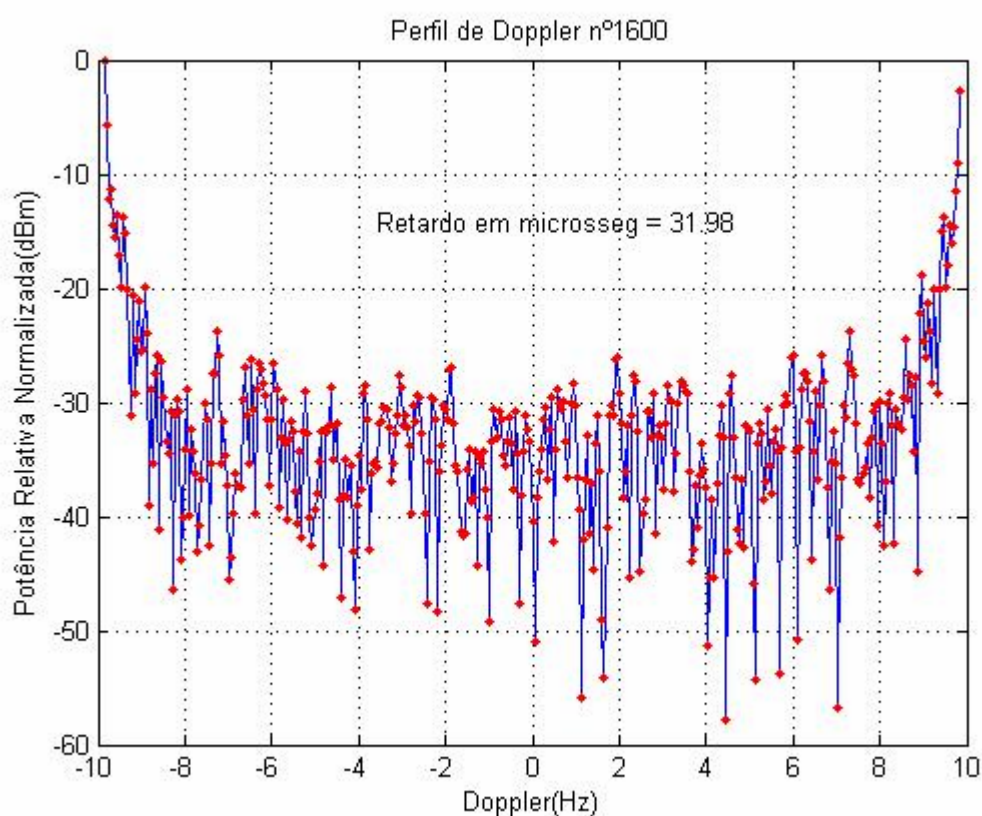


Figura 22 – Exemplo de Densidade Espectral de Potência de Doppler

Da equação 2.35, para retardos fixos ξ_j , a potência espalhada Doppler na forma discreta, torna-se:

$$P_S(\mu_i, \xi_j) = \sum_{i=1}^M P_h(\eta_i, \xi_j) e^{-j 2 \pi \mu_i \eta_i} \cdot \Delta\eta \quad (4.5)$$

onde $\Delta\eta$ é o intervalo de tempo entre a ocorrência de dois perfis.

Sendo M o número de perfis medidos numa rota, a resolução no deslocamento em frequência $\Delta\mu$ da transformada em η é obtida de:

$$\Delta\mu = 1/[(M-1) \times \Delta\eta]$$

Assim, na equação 4.5, tem-se: $\eta_i = i/NPPS$ e $\mu_i = i \cdot NPPS/(M-1)$.

$P_S(\mu_i, \xi_j)$ é, então, a DFT dos valores do perfil $P_h(\eta_i, \xi_j)$, em um retardo fixo ξ_j , nos M pontos dos diferentes perfis, cujas amostras no domínio do deslocamento Doppler se acham nos pontos μ_i . Cada curva obtida ($P_S \times \mu$) representa o deslocamento Doppler sofrido pela frequência do sinal devido às contribuições dos diversos multipercursos detetados num determinado retardo e o máximo deslocamento Doppler associado é igual a μ , ou seja:

$$\mu = (M - 1) \cdot \Delta\mu = 1/\Delta\eta = NPPS$$

Se a taxa de aquisição de perfis é $NPPS$ (número de perfis/segundo), então o intervalo $\Delta\eta$ ($\equiv$ resolução de tempo) entre as amostras no tempo é igual a:

$$\Delta\eta = 1/NPPS$$

Como esta sonda permite medir Doppler no intervalo ± 10 Hz ($\equiv \pm \mu/2 = \pm NPPS/2$), como se pode observar da equação 3.7, seria necessário que se aquisitasse até 20 perfis por segundo para que se tivesse resposta precisa para os deslocamentos Doppler. Para que isso fosse possível, o receptor móvel teve que se deslocar em baixa velocidade. Assim, para que se pudesse analisar o deslocamento Doppler, as medidas tinham que ser realizadas na velocidade abaixo de 5,7

km/h ($v < f_D \cdot \lambda = 10 \cdot 300/1880 = 1,595 \text{ m/s} \approx 5,74 \text{ km/h}$). Empregou-se a velocidade média de 5 km/h e, assim, pode-se dizer que a sonda era precisa na determinação do deslocamento Doppler, para pequenas velocidades.

Para se determinar o deslocamento Doppler médio, sofrido por cada frequência do sinal, é necessário que se tome a equação 2.52 na forma discreta:

$$d_D = \sum_{i=1}^N \mu_i P_H(\mu_i) / \sum_{i=1}^N P_H(\mu_i) \quad (4.5)$$

onde μ_i são os valores de deslocamento de frequência Doppler nos pontos de amostragem do perfil de Doppler, já definidos, e $P_H(\mu_i)$ são as amplitudes das amostras do perfil de Doppler nos pontos de amostragem.

4.2.5

Cálculo do Espalhamento Doppler (σ_D)

De posse dos deslocamentos Doppler, relativos a cada perfil de Doppler, e das amplitudes desses perfis, nas respectivas amostras, o espalhamento Doppler pode ser determinado da equação 2.55 na forma discreta, como se segue:

$$\sigma_D = \left[\sum_{i=1}^N (\mu_i - d_D)^2 P_H(\mu_i) / \sum_{i=1}^N P_H(\mu_i) \right]^{1/2} \quad (4.6)$$

4.2.6

Cálculo do Tempo de Coerência (T_C)

Partindo-se dos perfis $P_H(\mu)$ em cada frequência de operação, cada curva obtida pela sua IDFT, ou seja, $F_\mu^{-1}[P_H(\mu)]$, representa a autocorrelação $R_T(\eta)$, no tempo, entre todas as ondas chegando ao receptor com diferentes deslocamentos Doppler, mas que partiram do transmissor com mesma frequência. A equação 2.56 na forma discreta, torna-se:

$$R_T(\eta_i) = \sum_{i=1}^N P_H(\mu_i) e^{j2\pi\eta_i\mu_i} \cdot \Delta\mu \quad (4.7)$$

onde todos os parâmetros já foram definidos no item 4.2.4.

4.2.7

Programação desenvolvida

O programa AQUISIÇÃO, no Apêndice D, opera em *MATLAB*, com os dados de tensão I e Q dos sinais recebidos e D do sensor de posição, aquisitados pela placa DAQ. As amostras D, do sensor de posição, foram analisadas a fim de que se retirasse aquelas amostras referentes a paradas do móvel, eliminando-se as amostras referentes a um perfil completo, onde as mesmas ocorressem. Com isto, restaram as amostras válidas. Em seguida, as amostras foram tratadas de forma que a cada máximo, que corresponde a uma passagem por um furo da roda, foi designado um valor, partindo-se de 1 e incrementando de 1. Isto significa que quando se está no valor 5 a distância percorrida é $(5 - 1) \times$ distância entre 2 furos da roda.

Para que se observasse os perfis, ainda era necessário um alinhamento dos mesmos, antes de se calcular as transformadas necessárias. À medida que se gravava os sinais, o receptor se movia, levando a um retardo no perfil. Como era possível se saber a localização do receptor a cada novo perfil, adotou-se a referência $t = 0$ para o início do primeiro deles. Para cada novo perfil, era possível saber onde o mesmo iniciava. Isto porque é sabido que, devido ao deslocamento sofrido pela estação receptora, ocorre um retardo T no sinal recebido, exatamente igual à distância extra percorrida pelo receptor, no sentido TX-RX, dividida pela velocidade de propagação do sinal. Tal acréscimo de distância é calculado a partir dos pulsos do sensor de posição e das distâncias entre o ponto inicial e final do receptor e entre o transmissor e o ponto inicial do receptor. Esse retardo T é somado à última amostra do perfil anterior e obtém-se a referência $t = 0$ para o novo perfil. O processo continua até que se obtenha o retardo do último perfil na rota considerada.

Eliminados os perfis, relativos às paradas do móvel, e estando os mesmos alinhados, era necessário aplicar a eles uma técnica de limpeza de ruído, a fim de reduzir o impacto do ruído nos perfis, acarretando em resultados mais reais para os parâmetros calculados. Duas técnicas de tratamento do ruído, empregadas em teses desenvolvidas anteriormente no CETUC [39-40], foram analisadas. A primeira delas [39] se baseia no artigo de Sousa [41], onde o nível de ruído térmico para cada perfil é estimado com base na mediana das amostras desse perfil, já que a média pode ser distorcida, significativamente, devido à presença de grandes amplitudes de ruído impulsivo. Esta técnica fornece como resultado um valor para o limiar de ruído no perfil de retardos, limiar este igual ao nível da mediana das amostras do perfil, subtraído do desvio padrão do ruído térmico e acrescido de uma margem de guarda, de forma a separar o ruído impulsivo dos multipercursos válidos. Tal margem corresponde a uma probabilidade de falso alarme constante, o que significa dizer que a probabilidade do ruído exceder o limiar em qualquer amostra dada é constante. Para um valor igual a 10^{-5} para a probabilidade de falso alarme, chega-se a um valor igual a 13,87 dB para o limiar, conforme [39], o que significa que o limiar de ruído para o perfil está 13,87 dB acima do nível de ruído térmico ou 12,2 dB acima do nível da mediana. Dessa forma, tem-se níveis de detecção diferentes, portanto, um patamar móvel para cada perfil.

O algoritmo, então desenvolvido para a limpeza dos perfis, levou em consideração que os multipercursos válidos, para o cálculo de retardo médio e eficaz, teriam que estar acima do limiar de ruído ocupando, com grande probabilidade, pelos menos 5 amostras, já que a resolução mínima de multipercurso é igual a 100 μ s e o intervalo entre as amostras de um perfil é igual a 20 μ s. Uma única amostra, de alto valor entre outras quatro, seria considerada ruído impulsivo e seria levada para o nível da mediana do perfil, assim como todas as amostras que estivessem abaixo do limiar. Observa-se que este método só opera sobre as amplitudes do perfil. Embora seja um método eficiente em descartar picos falsos, tende a descaracterizar o aspecto contínuo de algumas respostas.

A segunda técnica trabalha com a supressão de ruído, baseada na decomposição por *wavelets* e fornece, como resultado, uma limpeza dos perfis de retardos. Como no atual trabalho dispõe-se das componentes em fase e quadratura do sinal recebido opera-se, nesta segunda técnica, independentemente sobre as duas componentes I e Q. Neste caso a técnica de *wavelets* é conhecida como 2D (bidimensional), operando sobre as amplitudes e fases do perfil de potência. Conforme os resultados obtidos por Dias [40], a mesma se aplica muito bem e seu melhor desempenho se dá quando se trabalha com:

1. o sinal na forma linearizada, não em dBm;
2. o máximo de níveis de decomposição das *wavelets*;
3. a decomposição ortogonal das *wavelets*;
4. o esquema universal de estabelecimento de limiar;

Dentre as funções *wavelet*, as do tipo ***symlet8*** mostraram excelente adaptação aos sinais de perfis de potência de retardos e, portanto, foram as escolhidas para o tratamento de ruído dos perfis. De posse das condições acima e da função ***wden***, encontrada no MATLAB [32], responsável pela supressão de ruído (*denoising*), foi possível calcular cada perfil complexo limpo do ruído. O que se observa nesta técnica é que se obtém uma parte do perfil que apresenta valores muito baixos de sinal que, na verdade, se acham a nível de ruído. Neste caso, um limiar de ruído também pode ser estabelecido, de forma a se aplicar a técnica mais realisticamente.

Neste trabalho, optou-se por empregar a técnica de Sousa [41], na limpeza dos perfis, para os cálculos de retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência, pois a fase do sinal não influi nestes parâmetros. Na determinação do deslocamento Doppler optou-se pelas *wavelets*, tomando-se as tensões complexas dos perfis, já que a outra técnica não trabalha com as fases do sinal.

Tendo sido limpos os perfis, partiu-se para a determinação das transformadas discretas de Fourier das amostras dos mesmos: na variável ξ (retardos), para calcular a banda de coerência e na variável η (tempo), para o deslocamento Doppler. Para que a DFT (*Discrete Fourier Transform*) fosse,

então, calculada, o fato de se estar trabalhando com uma quantidade discreta de amostras, conduz à chamada fuga espectral (*spectral leakage*) do sinal, responsável por um espalha-mento do sinal na frequência [42-43]. Para minimizar seu efeito, uma filtragem através de uma “janela” foi realizada nos sinais, antes que as transformadas discretas fossem determinadas. Empregando-se a janela de Kaiser-Bessel de 9 pontos, entretanto, acarretou num aumento da resolução em frequência [42] da transformada obtida. Para a janela em uso, isto equivale a dizer que a resolução mínima de frequência, que era de 19,577 KHz, teve seu valor quase dobrado. Para que tal resolução possa ser melhorada, Parsons [44] aumenta o comprimento da janela de retardos, antes de realizar a transformada, completando com amostras no tempo ao nível do ruído, preferencialmente, até atingir uma potência de 2, para tornar mais rápida a computação da transformada. Mesmo assim, isto levará a um maior tempo de computação. Na aquisição aqui realizada, 2555 amostras por perfil foram tomadas. Será comentado mais adiante, o fato de apenas se ter multipercursos válidos até 10 μ s, o que corresponde a 500 amostras iniciais. Assim, no cálculo de retardos médio e eficaz, só foram empregadas 500 amostras por perfil. Já na determinação dos perfis de correlação, completou-se até 1048 amostras por perfil, ao nível do ruído, no cálculo da DFT a fim de melhorar a resolução na frequência.

Com o emprego de “janela” e transformados os perfis alinhados e limpos, os parâmetros puderam ser calculados.

De posse da banda de coerência (BW_C) e do espalhamento de retardo (σ_T) de um mesmo perfil, verificou-se a validade do limiar de Fleury [45] onde o autor chegou à expressão $B_C = \cos^{-1}(c)/(2\pi\sigma_T)$. Nesta expressão, c é o percentual de correlação, adotado na definição da banda de coerência (tipicamente 0,5 ou 0,9), e Fleury mostra que o produto da banda de coerência pelo espalhamento de retardo ($B_C \times \sigma_T$) é limitado inferiormente pelo limiar $\cos^{-1}(c)/(2\pi)$.

Na rota em que a velocidade do móvel era de 5 km/h, pode-se calcular os deslocamentos Doppler com precisão e seus resultados são mostrados em forma gráfica.

A seguir, são dados os passos da programação desenvolvida:

- Cálculo da potência de cada amostra, módulo e fase de cada amostra de tensão.
- Análise das amostras do sensor de posição, eliminando as paradas do RX.
- Alinhamento dos perfis.
- Normalização dos perfis. Traçado dos perfis e sua média.
- Limpeza de ruído, perfil a perfil.
- Obtenção dos novos perfis, com ruído eliminado.
- Cálculo do retardo médio e espalhamento de retardos.
- Alongamento dos perfis para melhorar a resolução de frequência na determinação da banda de coerência.
- Janelamento nos novos perfis para calcular a transformada discreta de Fourier e chegar à banda de coerência (F_{ξ}) e deslocamento Doppler (F_{η}).
- Para F_{ξ} de cada perfil calcula-se a fft (valores do perfil de potência, N° de pontos do perfil). Cada curva obtida é a autocorrelação entre dois sinais espaçados de Ω ($R_T \times \Omega$), em uma medida tomada num instante t de observação.
- Calcula-se para cada curva, equivalente a cada perfil, a banda de coerência definida por 50% e 90% de correlação entre os sinais.
- Para F_{η} de cada perfil calcula-se a fft (valores do perfil complexo, N° de perfis), para um determinado retardo, e cada curva obtida ($P_S \times \mu$) significa a potência espalhada, na frequência, devido a todos os raios que chegam ao receptor num mesmo retardo.
- Obtenção de banda de coerência x espalhamento de retardo e emprego do limiar de Fleury.

4.3

Set-up de Medição

A Figura 23 mostra os sistemas transmissor e receptor completos, com as antenas conectadas a um cabo pequeno, para mostrar o conjunto. Nas medições realizadas na PUC/RJ a antena transmissora foi colocada num mastro de 1,40 m e todo o sistema foi instalado no topo do prédio Kennedy, enquanto no Jardim

Botânico do Rio de Janeiro (JB/RJ) ela foi colocada num mastro de 5,50 m, em algumas rotas, e a 5,80 m de altura, na maioria delas, conforme será esclarecido mais adiante. A antena receptora foi instalada no topo do carro de medições (altura de 2,5 m) com o cabo atravessando, pelo topo, para o interior do mesmo, onde se acoplou ao sistema de recepção mostrado.



(a)



(b)

Figura 23 – Sistema de Medição Empregado nos Testes: a) Transmissor; b) Receptor

No sistema transmissor são mostrados, na parte inferior, o amplificador de potência, a fonte de 24 V, à direita, que alimenta o padrão de frequência de rubídio, e a fonte de tensão à esquerda, que alimenta o restante do circuito transmissor, fornecendo ± 5 volts para o operacional, + 12/0 volts para a alimentação dos amplificadores ERA-5 e ZJL-3G. Em cima do amplificador, mostra-se a base com o sistema transmissor desenvolvido, mostrada e detalhada na seção 3.2.3. Na parte superior, estão o gerador de RF e a antena discônica empregada.

Vale observar que o gerador de RF, empregado no sistema de transmissão, não foi o desenvolvido no CETUC, como explicado na seção 3.2.3., face à

necessidade de sincronismo no sistema. Assim, o gerador de sinal sintetizado cedido pela ANRITSU Eletrônica Ltda, MG3633A, foi o empregado nas medições, sendo que o mostrado na figura foi cedido pelo grupo de microondas e optoeletrônica do CETUC, para os testes em laboratório. Como no gerador da ANRITSU, a referência externa era um sinal TTL de 10 MHz, tomou-se uma derivação do pino 4, do componente SN7074 da placa impressa (localizado no ponto de derivação identificado por WESRAM), onde se tem este sinal, que foi levado a uma saída SMA na parte lateral da caixa metálica, que comporta a placa impressa do transmissor. Também era necessário uma derivação do terra do sistema, que foi tomada no terra do capacitor C1.

No sistema receptor mostra-se, na parte inferior: a base receptora montada, detalhada na seção 3.2.4, uma fonte para alimentar o padrão de frequência de rubídio, com 15/0 volts e 5/0 volts, e também o LNA (*low noise amplifier*), com + 15/0 volts, os operacionais dos integradores com ± 5 volts e o diodo no sensor de distância, com +15/0 V, sendo que o mesmo opera com 10 V através de um potenciômetro, em série, garantindo tal queda. A outra fonte alimenta os componentes eletrônicos da base receptora. Em cima, são mostrados os dois geradores de RF, HP8657B e HP8648A, para gerarem, respectivamente, 1830 e 50 MHz, e antena discônica, empregada para a recepção.

Às saídas I e Q na placa receptora, foram acoplados filtro passa-baixas PLP-30, eliminando o ruído que aparece fora da faixa desejada. Cabos levavam os sinais de suas saídas à interface do *laptop*. Além disso, ainda compõem o sistema: uma bateria de 60 Ah e um inversor de 500 W, que transforma 12 volts DC em 110 volts AC para alimentar o *laptop* (≈ 95 W), os geradores de RF HP8657B (175 W) e HP8648A (170 W) e as fontes DC, não atingindo os 500 W disponíveis.