

3

Técnicas de medição

As técnicas que têm sido utilizados em testes em campo, para identificar as características dos canais aleatórios variantes no tempo, podem ser classificadas nas seguintes categorias [35]:

- Sondagem por pulso (*Pulse Sounding*).
- No Domínio do Tempo (*Pulse Compression*).
- No Domínio da Frequência.

3.1

Sondagem por pulso

Esta técnica utiliza a transmissão de um pulso repetidamente. No receptor é utilizado um filtro passa-banda larga e o sinal recebido é amplificado e detectado com um detector de envoltória. A resolução mínima de detecção de retardos entre multipercursos é o comprimento do pulso transmitido, enquanto que a taxa de repetição dos pulsos determina o tempo máximo de sinais que podem ser recebidos por multipercurso. Assim, a uso desta técnica deve levar em conta dois aspectos de difícil implementação: a largura dos pulsos deve ser suficientemente estreita para permitir a resolução de multipercursos próximos e a taxa de repetição de pulsos suficiente para identificar variações rápidas do canal. A demodulação coerente no receptor oferece como parâmetro adicional a medida do deslocamento Doppler, parâmetro que após um pós-processamento permitirá determinar informação a respeito do ângulo de chegada dos sinais de multipercurso [36].

A principal desvantagem encontrada nestes sistemas é o requisito de alta relação sinal/ruído de forma a captar os sinais mais fracos de multipercurso. Por este motivo esta técnica tem sido mais empregada nas medições nos ambientes *indoor*, onde a potência de transmissão não é uma limitação relevante.

Um aspecto a considerar é que o receptor, por contar com um filtro passa-banda larga, está sujeito a captar sinais de ruído que poderão causar distorção nas medições. Recentemente têm surgido equipamentos que resolvem

as desvantagens deste tipo de equipamento de medição, como por exemplo o SSTDSP (*Sampling Swept Time Delay Short Pulse*) [37].

A seguir é apresentada a Tabela com referências sobre implementações desta técnica:

Local da Medição Instituição	Potência [W]	Largura do Pulso [ns]	Taxa de Repetição [us]	Faixa dinâmica [dB]
<i>Delange at Bell Laboratories, 1952</i> [36]	1	3	0,00025	-
<i>Young and Lacy in urban New York 450 MHz</i> [36]	-	500	-	-
Later Van Rees, 910 MHz, veículo em movimento [36]	10	50-200	100	-
<i>Aalborg University</i> [20]	-	100	-	-
VTT [20]	-	8	-	25
Telecom Denmark [20]	-	80	-	-
DeTeMobil [20]	-	-	-	<20
Telefônica [20]	-	40-200	1-100	-

Tabela 3.1: Equipamentos de medição - Técnicas de Sondagem.

3.2

Técnica no Domínio do Tempo - Pulse Compression

O princípio desta técnica é inserir ruído branco no canal a ser medido. Por suas propriedades, o ruído branco permite realizar operações de autocorrelação entre o sinal de saída do transmissor e o sinal de entrada no receptor obtendo-se de forma direta a resposta ao impulso do canal.

Na prática, de forma a obter resultados similares com sinais determinísticos, o ruído branco poderá ser substituído por sequências binárias pseudo-aleatórias (PN). A característica principal de uma sequência pseudo-aleatória é possuir uma função de autocorrelação periódica, que apresenta uma sucessão de pulsos nos pontos de deslocamento zero (máxima correlação). A resolução mínima de retardo será a largura do pico de autocorrelação, que corresponde ao dobro do período de *chip* da sequência pseudo-aleatória.

Existem diferentes métodos de implementação desta técnica. A mais utilizada é conhecida como CMF (*convolution matched filter*) devido ao uso de um filtro casado no receptor. Outra alternativa na implementação desta técnica de medição, que não faz uso do filtro casado no receptor, é descrita em [38].

Os parâmetros a serem observados nos equipamentos com a técnica no Domínio do Tempo (*Pulse Compression*), são:

- *Faixa Dinâmica*: Diferença entre a maior e a menor amplitude dos componentes de multipercurso recebidos. Numa sequência PN com m registros de deslocamento, a sequência possível será no máximo $2^m - 1$. A correspondente faixa dinâmica será $20\log(2^m - 1)$.
- *Resolução do multipercurso*: A capacidade de resolver o multipercurso será classificada em duas categorias.
 - Resolução Espacial: Menor diferença entre dois percursos que pode ser medida, dependerá do período de chip.
 - Resolução de não ambiguidade: Corresponde à medição de componentes de multipercurso únicos e que não sejam parte de pulsos passados, neste caso o parâmetro que afeta esta resolução é o período de da sequência $2^m - 1$.
- *Resolução do deslocamento Doppler*: Depende de fatores como a Taxa de Chip (T_c), Período da sequência de pseudoruído, frequência central e velocidade da estação móvel.

Existe uma relação inversamente proporcional entre a velocidade da estação móvel e o período da sequência PN, sendo que um incremento neste último parâmetro permite uma melhora na faixa dinâmica e resolve os retardos longos, isto implica numa limitação da velocidade do móvel para obter uma resolução adequada do deslocamento Doppler.

3.3

Técnica no Domínio da Frequência

Esta técnica faz uso de sincronização entre a estação base e a estação móvel, sendo mais aplicada em ambientes do tipo *indoor*. Para ambientes *outdoor* a alternativa é o uso da técnica de multiportadoras.

3.3.1

Técnica de Multiportadoras

Esta técnica faz uso da transmissão de portadoras simultâneas no canal inteiro, de forma a capturar os efeitos do canal simultaneamente em várias frequências. A técnica requer o uso da técnica de modulação OFDM, pois a ortogonalidade entre as subportadoras, garante que o comportamento do canal em uma frequência não seja afetado pelas portadoras vizinhas.

Para detalhar esta técnica, que foi utilizada no presente trabalho, partiremos de uma análise matemática da transmissão multiportadora onde são apresentados os parâmetros do sinal OFDM no domínio do tempo e no domínio da frequência.

Para melhor entendimento da técnica de transmissão multiportadora, é apresentada a seguir a comparação de uma transmissão serial com a transmissão por blocos. Numa transmissão serial através de um canal de transmissão $h(n)$ com resposta ao impulso finita, ou seja com características de filtro FIR (*Finite Impulse Response*), a sequência de transmissão $x(n)$ e o sinal recebido como $y(n)$ são relacionadas por:

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) \quad (3-1)$$

Na transmissão através de um canal dispersivo no tempo, a convolução indicada pela expressão (3-1) resultará em interferência intersimbólica (ISI - *Intersymbol Interference*). Como forma de diminuir os efeitos produzidos pelo canal dispersivo no tempo, são utilizados equalizadores.

No caso de transmissões realizadas por blocos, além de Interferência Intersimbólica, existe a Interferência entre Blocos (IBI - *Interblocks Interference*). Para minimizar seus efeitos, são incluídas nas transmissões intervalos de guarda.

A relação entre a entrada (vetor x) e saída (vetor y) é dada pela expressão:

$$y = Hx + v \quad (3-2)$$

onde,

H é a matriz do canal e
 v é o vetor de ruído.

Uma das facilidades obtidas com a transmissão por blocos é que ao se tratar o canal como uma matriz, o processo de recuperação do sinal transmitido considerará a inversão da matriz do canal, sem depender da implementação de um filtro IIR (*Infinite Impulse Response*) no receptor. Neste caso, o processo de inversão da matriz implica em maior complexidade computacional, especialmente em aplicações de tempo real. Diversas implementações fazem o uso de diferentes tipos de matrizes de forma a diminuir o custo computacional no receptor.

A formação do vetor $x(n)$ de entrada ao canal, compreende a geração de uma sequência serial de *bits* de informação $b(n)$, que passará a formar blocos nos quais são acrescentados códigos de correção de erros FEC (*Forward Error*

Correction). A sequência de blocos é posteriormente codificada em símbolos. O vetor resultante $s(n)$ compreende uma sequência de símbolos de M elementos. Neste caso o índice n representa o bloco.

Previamente à transmissão, é realizada a codificação utilizando um precodificador linear, ou seja multiplicando o vetor $s(n)$ por um vetor F de dimensões $P \times M$. O resultado será um vetor de dimensão P . Este novo vetor será a entrada ao canal, representada por $x(n) = Fs(n)$.

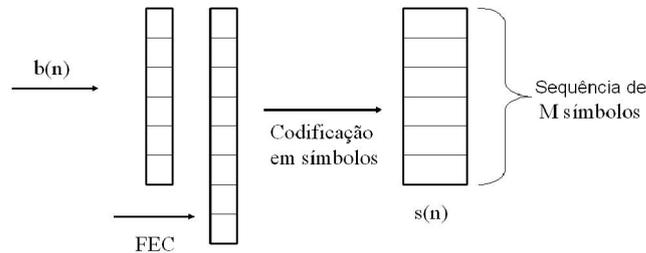


Figura 3.1: Sistema de Transmissão por Blocos.

No receptor, as amostras do vetor $\bar{y}(n)$ separadas em blocos de tamanho P , resultando na seguinte relação:

$$\bar{y}(n) = \sum_{l=-\infty}^0 H_l x(n-l) + \bar{v}(n) \quad (3-3)$$

onde,

H_l é a matriz de ordem $P \times P$ e

$\bar{v}(n)$ é o vetor de ruído.

A matriz H_l é definida por:

$$H_l := \begin{pmatrix} h(lP) & h(lP-1) & \dots & h(lP-P+1) \\ h(lP+1) & h(lP) & \dots & h(lP-P+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(lP+P-1) & h(lP+P-2) & \dots & h(lP) \end{pmatrix} \quad (3-4)$$

A expressão de sinal recebido $y(n)$ acima indica a presença de interferência entre blocos. Esta expressão é simplificada considerando que a dimensão da matriz H_l é maior do que a ordem do canal, ou seja P é maior do que L ($P > L$).

Para $n = 0$, $\bar{y}(0) = \sum_{l=-\infty}^0 H_l x(-l) + \bar{v}(0)$ e o bloco $x(0)$ é utilizado.

Para $n = 1$, $\bar{y}(1) = \sum_{l=-\infty}^0 H_l x(1-l) + \bar{v}(1)$ e os blocos $x(0)$ e $x(1)$ são utilizados.

Para $n = 2$, $\bar{y}(2) = \sum_{l=-\infty}^0 H_l x(2-l) + \bar{v}(2)$ os blocos $x(0)$, $x(1)$ e $x(2)$ são utilizados.

Lembrando que para $P > L$ não há resposta do canal ou seja para H_l com l maior que 2 a matriz H_l é uma matriz de zeros.

Com estas considerações a expressão fica reduzida à seguinte forma:

$$\bar{y}(n) = H_0 x(n) + H_1 x(n-1) + \bar{v}(n) \quad (3-5)$$

Nesta expressão, o termo $H_1 x(n-1)$ representa a interferência produzida pelo bloco $n-1$ no bloco n .

As matrizes H_0 e H_1 são dadas por:

$$H_0 := \begin{pmatrix} h(0) & h(-1) & \dots & h(P+1) \\ h(1) & h(0) & \dots & h(P+2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(P-1) & h(P-2) & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad (3-6)$$

$$H_1 := \begin{pmatrix} h(P) & h(P-1) & \dots & h(1) \\ h(P+1) & h(P) & \dots & h(2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h(2P-1) & h(2P-2) & \dots & h(P) \end{pmatrix} \quad (3-7)$$

Com $P > L$ as matrizes são reduzidas em:

$$H_0 := \begin{pmatrix} h(0) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & h(0) & 0 & \dots & 0 \\ h(L) & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & h(L) & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad (3-8)$$

$$H_1 := \begin{pmatrix} 0 & \dots & h(L) & \dots & h(1) \\ \vdots & \ddots & 0 & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & h(L) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (3-9)$$

Uma forma de eliminar a interferência entre blocos, será a de zerar os últimos L símbolos do bloco fazendo $H_1 x(n-1) = 0$. Como indicado

anteriormente, isto implica na adição de intervalos de guarda entre blocos consecutivos, situação que impactará na taxa de transmissão.

Para detecção do sinal no receptor, são utilizadas duas estratégias, *Zero Forcing* (ZF) ou Mínimo Erro Quadrático Médio (MMSE - *Minimum Mean Square Error*). Na técnica *Zero Forcing*, a estimativa do sinal recebido é dado pela seguinte expressão:

$$\hat{s}_{ZF}(n) = (HF)^\dagger y(n) \quad (3-10)$$

onde,

\dagger é a pseudo-inversa e

$(HF)^\dagger = (F^H H^H HF)^{-1} F^H H^H$ quando HF é uma matriz *full rank*.

No caso do detector MMSE, com algumas simplificações, o valor estimado é dado pela seguinte expressão:

$$\hat{s}_{MMSE}(n) = \left(F^H H^H HF + \frac{\sigma_n^2}{\sigma_s^2} I \right)^{-1} F^H H^H y(n) \quad (3-11)$$

onde,

σ_s^2 é a variância dos símbolos transmitidos e

σ_n^2 é a variância do ruído.

As duas expressões de cálculo requerem a inversão de matrizes, acarretando grande complexidade computacional.

Em 1971, no trabalho de Weinstein e Ebert [39] foi proposta a inclusão dos intervalos de guarda e o uso da FFT para aplicações de múltipla portadora. Dois métodos de simples implementação para realizar a inversão das matrizes são o *Zero Padding and Overlap* e o *Cyclic Prefix* [40].

No método *Zero Padding and Overlap*, são inseridos zeros ou intervalos de guarda nulos entre os diferentes blocos de transmissão. No lado do receptor, ao invés de descartar as últimas L amostras, são adicionadas as L amostras iniciais de cada bloco. Ao retirar as N amostras do vetor resultante, o resultando será o vetor $y(n)$ com dimensão N. A matriz H resultante terá a seguinte forma:

$$H_1 := \begin{pmatrix} h(0) & 0 & \dots & 0 & h(L) & h(L-1) & \dots & h(1) \\ h(1) & h(0) & 0 & \ddots & 0 & h(L) & \dots & h(2) \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h(L-1) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h(L) \\ h(L) & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & h(L) & \dots & \dots & \dots & h(0) \end{pmatrix} \quad (3-12)$$

Esta matriz tem a propriedade de ser *Toeplitz* e circular, o que permite simplificar a sua operação de inversão. Uma matriz *Toeplitz* circular pode ser diagonalizada da seguinte forma:

$$H = W\Lambda W^H \quad (3-13)$$

onde,

W tem entradas $W(k, l) = \frac{e^{j2\pi kl}}{\sqrt{N}}$ e

Λ é uma matriz diagonal com as entradas $\Lambda(i, i) = H(i) = \sum_{l=0}^L h(l)e^{-j2\pi kl}$.

A matriz W , por ser uma matriz unitária, segue a relação $W^{-1} = W^H$. A inversa da matriz H será $H^{-1} = W\lambda^{-1}W^H$. Resta apenas a inversão da matriz Λ , que por sua vez é uma matriz diagonal, podendo ser invertida através de um conjunto de N divisões complexas.

O método do Prefixo Cíclico consiste na inserção de um prefixo entre dois blocos consecutivos ao invés de um intervalo nulo. A inserção é feita pela cópia das L últimas amostras do bloco antes do começo dele. No receptor, ao descartar estas L primeiras amostras obtém-se uma relação de matrizes similar à da técnica *Zero Padding and Overlap*, ou seja uma matriz *Toeplitz* circular para a matriz H .

Da expressão do sinal recebido $y(n)$, multiplicada pelo vetor W^H , é obtida a seguinte expressão:

$$z(n) := W^H y(n) = \Lambda W^H F s(n) + w'(n) = \Lambda \tilde{F} s(n) + w'(n) \quad (3-14)$$

onde,

$$\tilde{F} := W^H F.$$

O produto $W^H F$ é equivalente ao cálculo da Transformada Discreta de Fourier que, para um valor de N múltiplo de 2, é implementado eficientemente

com o algoritmo da FFT (*Fast Fourier Transform*). Finalmente a escolha da matriz F permitirá dimensionar um esquema de equalização mais simples.

A modulação OFDM, que utiliza as propriedades de transmissão por múltipla portadora, faz uso da matriz de precodificação F como sendo a matriz W . Neste caso a escolha da matriz F permite a simplificação da matriz \tilde{F} como sendo a matriz identidade de dimensão N . O resultado desta simplificação resulta em:

$$z(n) = \Lambda s(n) + w'(n) \quad (3-15)$$

Na expressão anterior, cada elemento do vetor $z(n)$ contém apenas um símbolo. Desta forma a interferência intersímbolica é eliminada. Com estas simplificações, um canal dispersivo no tempo é tratado como um grupo de N canais com característica de desvanecimento plano.

Parâmetros do sinal OFDM

É importante considerar todos os parâmetros da técnica OFDM de forma a selecionar os valores adequados para a técnica de sondagem. Neste sentido, os parâmetros básicos de um sinal OFDM são [41]:

- Largura de Canal Nominal - BW_N [Hz].
- Largura de Banda de uso - BW_U [Hz].
- Frequência de Amostragem - F_s [Hz].
- Fator de Amostragem - n .
- Tamanho da FFT - N_{FFT} .
- Espaçamento entre subportadoras - Δf [Hz].
- Tempo de símbolo de uso - T_b [s].
- Relação de Período de Guarda - G .
- Duração do Prefixo Cíclico (CP - *Cyclic Prefix*) - T_g [s].
- Tempo do símbolo OFDM - T_s [s].
- Número de subportadoras de uso - N_{used} .
- Subportadora de DC.
- Portadoras Piloto.
- Subportadoras de guarda $N_{Guard,left}$ e $N_{Guard,right}$.

As Figuras 3.2 e 3.3 a seguir ilustram estes parâmetros tanto no domínio da frequência, como no domínio do tempo.

A Largura de Canal Nominal representa a faixa de frequências que a agência reguladora (Anatel - Agência Nacional de Telecomunicações - no caso do Brasil) destina para outorga. Esta largura de canal considera já os efeitos dos filtros e a banda de guarda para reduzir a interferência entre canais adjacentes.

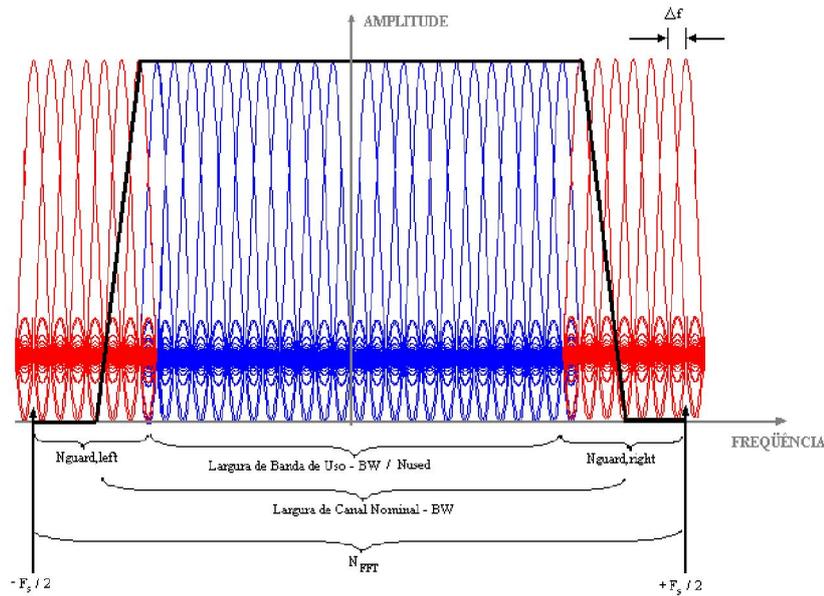


Figura 3.2: Sinal OFDM - Domínio da Frequência.

A Largura de Banda de Uso corresponde à faixa de frequências que efetivamente representa o sinal no domínio da frequência. É igual à quantidade de subportadoras utilizada vezes a separação entre subportadoras (Δf).

A frequência de amostragem F_s , corresponde à frequência utilizada pelo conversor digital/analógico na geração das amostras a ser transmitidas. De forma a eliminar os efeitos de interferência do mesmo sinal ou *aliasing*, é utilizado um fator de *oversampling*(n) com valor maior que 1, que varia de acordo com o sistema utilizado. O valor de n é a frequência de amostragem F_s dividida pela largura de banda de uso.

O tamanho da FFT N_{FFT} é o valor da potência de 2 que inclui as subportadoras na sua totalidade (de uso e de guarda). O espaçamento entre subportadoras é dado pela frequência de amostragem dividida pelo tamanho da FFT.

Na Figura 3.3, o tempo de uso T_b representa o tempo de informação livre de interferência entre símbolos (ISI). O intervalo de guarda ou duração do Prefixo Cíclico (CP) é o que coleta a informação de multipercurso do bloco transmitido. O tempo do símbolo OFDM é o tempo de guarda mais o tempo de uso ($T_s = T_g + T_b$).

A seleção dos parâmetros para a modulação OFDM deve considerar os requisitos do sistema a ser implementado, ou seja a largura de banda utilizada, eficiência espectral, a taxa de erro de *bit*, a duração do bloco e a taxa de transmissão. A taxa de transmissão é dada pela seguinte expressão:

$$R = \alpha B \log_2(M) \tag{3-16}$$

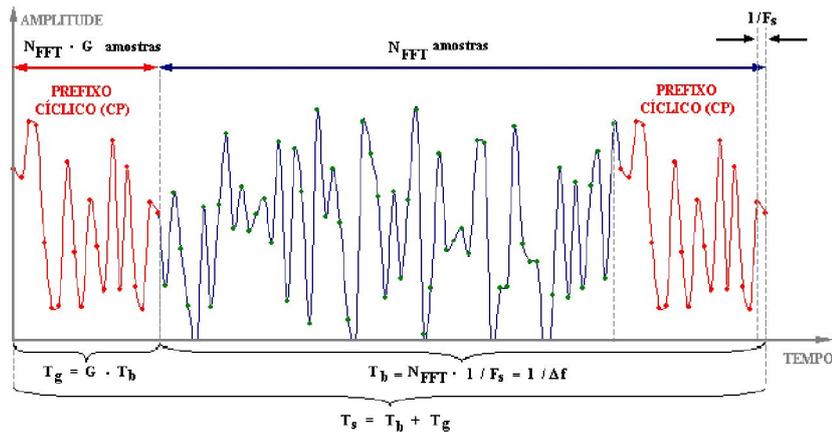


Figura 3.3: Sinal OFDM - Domínio do Tempo.

onde,

R é a taxa de transmissão,

B é a largura de banda do canal,

α é a perda da taxa de transmissão, neste caso dado pelo Prefixo Cíclico por exemplo,

αB é o número de bits por segundo,

M é a ordem da constelação de símbolos e

$\log_2(M)$ é a quantidade de bits por símbolo.

Para minimizar a interferência inter-simbólica, a duração do bloco deverá ser menor do que o tempo de coerência do canal. Assim, o canal pode ser considerado invariante na duração do bloco. Por outro lado, um menor tempo de bloco acarreta uma menor taxa de transmissão. Nos sistemas práticos, o Prefixo Cíclico deverá ser maior do que o espalhamento de retardo ou $LT_s > \sigma_\tau$, como σ_τ é inversamente proporcional à banda de coerência do canal, a relação ficará como $LT_s > 1/B_c$.

3.3.2

Parâmetros da técnica de sondagem OFDM

O objetivo das medições realizadas neste trabalho é a caracterização do canal de rádio-propagação através da perda média de propagação, do perfil de retardos por meio da função PDP (*Power Delay Profile*). Neste sentido, os parâmetros que diretamente afetam a medição são a largura de banda do canal que indica a resolução do multipercurso ($1/BW$) e duração de símbolo, que limita o desvio Doppler máximo mensurável, dado por $\pm 1/2T$. O sinal de teste deverá ter uma duração de símbolo maior do que a largura do perfil de retardos, de forma a captar todos os componentes do multipercurso. Neste

caso a duração T_b do símbolo OFDM sem o Prefixo Cíclico deverá ser maior do que a o retardo máximo τ_{max} . O espaçamento entre subportadoras será determinado pela duração do símbolo como $\Delta f = 1/T_b$.

A função de transferência no domínio da frequência é obtida a partir do sinal transmitido $Z(f)$, do sinal recebido $Y(f)$ e do sinal de calibração $CAL(f)$ por:

$$H(f) = Y(f)/CAL(f)/Z(f) \quad (3-17)$$

O perfil de retardos será a transformada de Fourier Inversa de $H(f)$. A inclusão do sinal de calibração corresponde a um ganho no sinal desejado em relação às componentes de ruído associadas aos equipamentos (cabos, antenas, LNA, amplificador e conectores).

Ainda assim, é necessário a utilização de técnicas que permitam distinguir reais componentes de multipercursos de componentes de ruído. Uma das alternativas para identificação das componentes do multipercurso, que será adotada neste trabalho, é o método CFAR (*Constant False Alarm Rate*) [42]. Este método, utilizado originalmente para aplicações em radar, permite a captura de sinais que chegam no receptor e com base na avaliação do ruído presente, estima os sinais de multipercurso ou ecos verdadeiros que chegam no receptor. Especial atenção deve ser prestada na seleção ou cálculo do limiar de detecção, pois um limiar muito baixo, deixará passar todos os sinais, inclusive o ruído, como sendo parte dos multipercursos. Devido à inversão de matriz produzida na determinação de $H(f)$, e para melhorar a relação sinal a ruído do sinal resultante, utilizamos filtragem do sinal por meio do filtro de Blackman-Harris.

A técnica consiste em avaliar o ruído presente através da determinação da mediana do perfil de retardos de potências e de seu desvio padrão para estabelecer os níveis de variação do ruído. O limiar de ruído será a diferença entre o pico máximo e a mediana mais o desvio padrão [42], [43], [44].

Além do limiar de ruído, o método é aplicado com a seguinte sequência de avaliação de multipercurso:

- 1) Se um determinado retardo medido excede o limiar de ruído, verificar se o limiar também é excedido para os dois retardos medidos, anterior e posterior, do perfil de retardos avaliado
- 2) Para que o retardo seja considerado uma medição válida, ao menos um dos vizinhos deve satisfazer à condição anterior.

Com esta técnica será obtida a curva de perfil de retardos para análise. A seguir um exemplo de detecção de multipercursos para uma medida realizada:

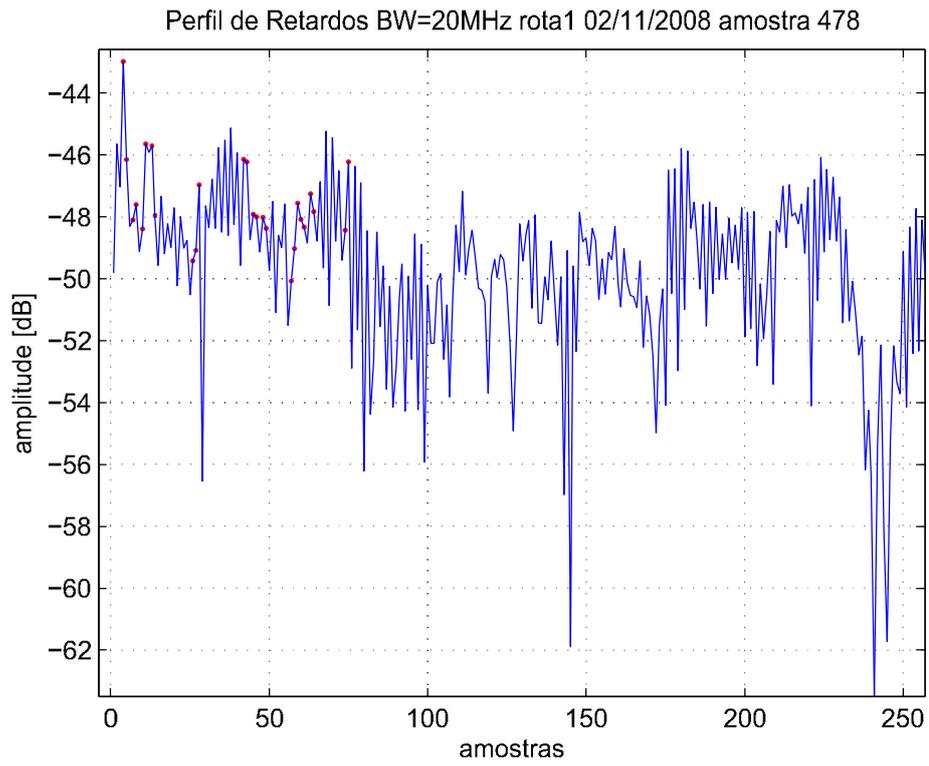


Figura 3.4: Perfil de Retardos - NLOS - CFAR.