

## 2

### O Canal de Propagação Rádio Móvel

Como visto no capítulo anterior, os primeiros sistemas de comunicação sem fio não utilizavam altas taxas de transmissão. A largura de banda dos canais empregada, de 25 ou 30 kHz, era suficiente para a transmissão de voz modulada em FM ou de dados a taxas máximas da ordem de 10 kbps. O estudo e implementação destes sistemas requeria apenas a caracterização do canal em banda estreita, que não inclui o efeito de seletividade em frequência, podendo a resposta ser considerada plana ao longo da pequena largura de banda.

Os novos sistemas de rádio acesso em banda larga, com requisitos cada vez maiores de taxa de transmissão, utilizam larguras de banda do espectro da ordem de MHz (especificamente 5 MHz para sistemas W-CDMA e entre 1,25 e 20 MHz para sistemas WiMAX). Neste caso, a seletividade em frequência dos efeitos de propagação que afetam o sinal recebido não podem ser desprezados, exigindo uma caracterização do canal em banda larga para permitir o correto dimensionamento dos sistemas.

Na prática, análise do canal de rádio-propagação móvel pode contemplar dois tipos de estudo, um que avalia os canais de banda estreita e outro os canais banda larga. O parâmetro que permite determinar o tipo de análise adequada para o canal é a banda de coerência, que quantifica a largura de banda na qual as componentes espectrais do sinal transmitido são afetados de forma semelhante. Se o sinal transmitido tem largura de banda menor que a banda de coerência do canal, o canal é classificado como canal com desvanecimento plano em frequência e denominado canal de banda estreita, enquanto que para o sinal transmitido com largura de banda maior que a banda de coerência do canal o sinal apresenta distorção e o canal sofre desvanecimento seletivo em frequência e denominado canal de banda larga [12]. Esta definição permitirá estabelecer a formulação necessária na identificação dos parâmetros do canal no ambiente considerado.

A Figura 2.1 ilustra o comportamento típico do sinal recebido num ambiente urbanizado, à medida que o móvel se afasta da estação rádio base. Para distâncias suficientemente grandes, o nível de sinal decai com a distância de acordo com uma lei de potência. Entretanto, ao longo de distâncias da

ordem de dezenas a centenas de metros, observa-se uma flutuação em torno do nível médio, devido a efeitos de difração produzida por obstáculos que incluem edificações e a própria topografia entre o transmissor e receptor.

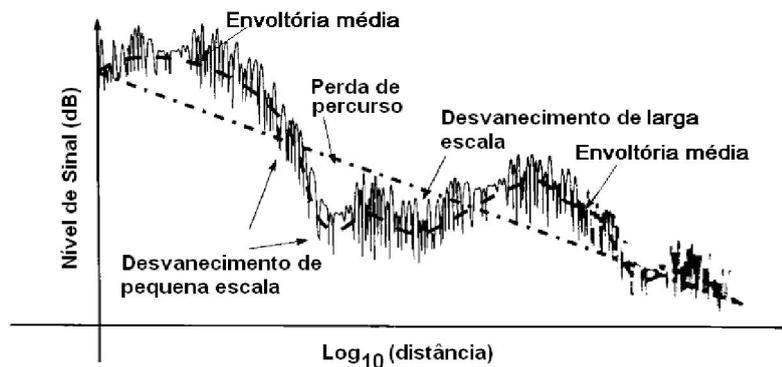


Figura 2.1: Comportamento de sinal em ambiente urbano.

As flutuações adicionais, são devidas ao efeito de multipercurso. Além de um sinal principal, de maior intensidade, chegam ao receptor diversos outros sinais refletidos e difratados nas edificações e no relevo, com amplitudes e fases aleatórias. As composições vetoriais destes sinais provocam as variações de pequena escala [13].

## 2.1

### Modelamento do Canal em Banda Estreita

#### 2.1.1

##### Métodos de predição de propagação empíricos e semi-empíricos

Uma das características mais importantes na modelagem do canal de rádio propagação é o cálculo da perda média de propagação. A atenuação do sinal depende de diversos fatores como a frequência de operação, a distância entre o transmissor e o receptor e, em ambientes urbanos, da disposição de objetos (prédios, árvores, carros, etc) na linha direta entre o transmissor e o receptor (plano vertical), assim como da sua vizinhança (no plano horizontal).

Para ambiente urbanos a modelagem inclui a atenuação de espaço livre, atenuação por difração, a atenuação entre o topo dos prédios e a rua por reflexão e difração e a atenuação devida ao cruzamento de ruas. Os modelos semi-empíricos mais sofisticados e precisos utilizam soluções aproximadas ao problema de difração múltipla cujos coeficientes são ajustados com dados obtidos em medições realizadas em campo.

O valor da atenuação em situação de espaço livre depende da frequência de operação e da distância entre a estação receptora e o transmissor. A atenuação por difração múltipla leva em consideração a altura dos prédios

e a separação entre eles. A atenuação entre o topo dos prédios e a rua depende de parâmetros como a largura da rua e sua inclinação dela a respeito da direção de propagação. Finalmente a atenuação por cruzamento de ruas depende do ângulo entre a rua e a direção de propagação.

A seguir são apresentadas as Figuras 2.2 e 2.3 que ilustram os parâmetros usados na determinação da atenuação do sinal entre o transmissor e o receptor.

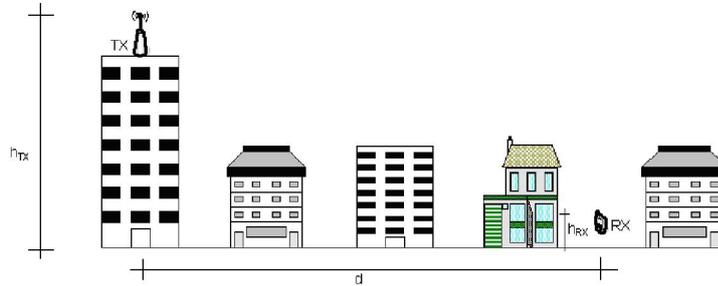


Figura 2.2: Componentes no plano vertical.

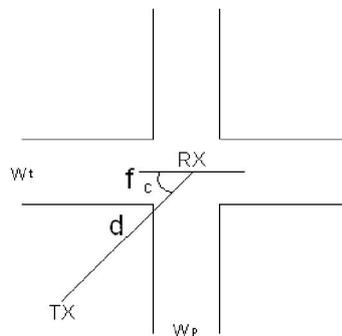


Figura 2.3: Componentes no plano horizontal.

Existem vários modelos na literatura que contemplam combinação dos parâmetros acima indicados, como por exemplo:

- i. COST 231 Walfish-Ikegami [14];
- ii. Ikegami [15];
- iii. Walfish-Bertoni [16];
- iv. Maciel [17];
- v. Xia [18];
- vi. ITU-R P.1411-3 [19];

Estes modelos contêm duas ou três das componentes de atenuação indicadas acima (espaço livre, componentes de difração nos planos horizontal

e vertical e atenuação por cruzamento de ruas) com parâmetros que dependem do ambiente de propagação. Uma comparação entre as previsões geradas por estes modelos e dados obtidos em medições na faixa de 900 MHz foi realizada em 1998 [20]. Os resultados mostraram que, dependendo do ambiente, um modelo ou outro apresenta resultados mais próximos dos valores medidos. Em situações nas quais o transmissor está acima do topo dos prédios os modelos de Xia e Maciel apresentaram os melhores resultados, em quanto que o modelo de Ikegami apresentou os melhores resultados para antenas de transmissão abaixo do topo dos prédios.

A Recomendação ITU-R P.1411 combina estes modelos oferecendo um método misto, aplicável tanto para recepção externa como interna e configurações com o transmissor colocado tanto acima como abaixo do topo dos prédios. Sua aplicação é limitada a micro e pico-células, correspondentes a distâncias até 1 km do transmissor. Será o método utilizado para a comparação com resultados medidos neste trabalho.

Para distâncias acima de 1 km, um outro conjunto de métodos para previsão da cobertura de macro-células está disponível. Estes métodos, listados a seguir, levam em conta apenas a atenuação em espaço livre e os efeitos de sombreamento. São menos precisos que os métodos utilizados para micro e pico células mas requerem uma menor quantidade de parâmetros para caracterização do ambiente.

- i. Okumura-Hata [21–23].;
- ii. COST 231 Hata [14].;
- iii. SUI (*Stanford University Interim*) [10, 24].
- iv. ITU-R P.1546-3 [11].

Os dois primeiros métodos correspondem a ajustes de expressões analíticas ao método gráfico de Okumura [21–23, 25], desenvolvido com base em extensas campanhas de medição nos anos 70. O primeiro é aplicável para frequências de 300 MHz a 1.500 MHz e o segundo de 1.500 a 2.000 MHz. Por este motivo, para a comparação com os dados medidos utilizaremos neste trabalho o método da Recomendação ITU-R P.1546-3. Este método leva em conta de forma objetiva o perfil do enlace entre transmissor e receptor e, embora o ITU-R indique seu uso para frequências entre 30 MHz e 3.000 MHz, a extensão até frequências de 3.500 MHz é amplamente aceita [26–28]. O modelo de predição de Erceg [29], que serviu de base do modelo SUI [24], apresenta uma alternativa de cálculo que permite a predição de cobertura para frequências acima de 2.000 MHz.

No capítulo 5, será apresentada a comparação da perda de propagação medida com modelos de previsão das Recomendações ITU-R P.1546-3, P.1411-3 e modelo SUI. O ambiente de simulação utiliza a base de dados de edificações na região das medições ilustrada na Figura 2.4.

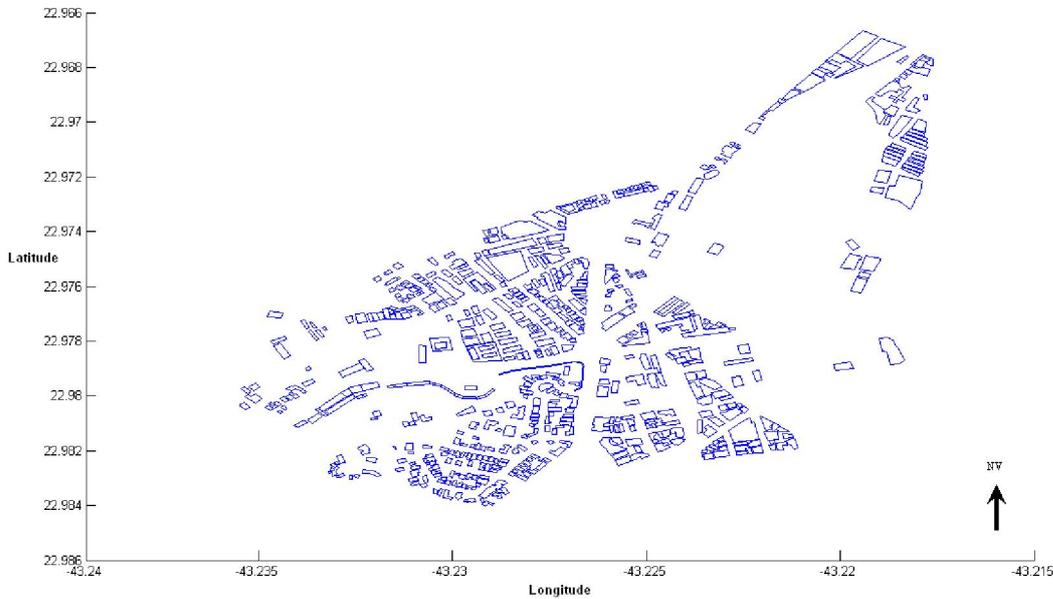


Figura 2.4: Banco vetorial de ambiente de simulação, bairro Gávea - Rio de Janeiro.

### Modelo de SUI - Stanford University Interim

O modelo SUI, adotado pelo IEEE para redes WMAN no padrão 802.16, baseia-se no modelo de Erceg *et al* que permite o cálculo da perda de propagação nas faixas de frequência acima de 2000 MHz em que os modelos de Okumura-Hata e Cost231-Hata não estão dentro da sua frequência de especificação [14, 21–23, 25]. A expressão de predição da perda considera três tipos de terreno. A categoria A representa um terreno montanhoso com densidade de árvores de moderada a alta, e a Categoria C é o que produz menor atenuação e representa normalmente os terrenos planos com baixa densidade de vegetação. Numa posição intermediária está o terreno Categoria B.

A expressão geral de cálculo de perda é válida para distâncias  $d$  maiores do que  $d_0=100$  m:

$$PL = A + 10\gamma \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + s \quad (2-1)$$

onde,

$$A = 20 \log_{10} \left( \frac{4\pi d_0}{\lambda} \right),$$

$\lambda$  é o comprimento de onda em metros,

$$\gamma = (a - bh_b + \frac{c}{hb}) e$$

$h_b$  é a altura da estação rádio base com alturas entre 10 e 80 metros.

Os valores das constantes a, b e c dependem da categoria de terreno e são apresentados na Tabela .

Parâmetro	Terreno A	Terreno B	Terreno C
a	4,6	4,0	3,6
b	0,0075	0,0065	0,005
c	12,6	17,1	20,0

Tabela 2.1: Tipos de Terreno e parâmetros - Modelo SUI.

O efeito de sombreamento é representado pelo termo  $s$  na expressão de perda de propagação e segue uma distribuição lognormal. Os valores típicos de desvio padrão para este parâmetro estão entre 8,2 e 10,6 dB e depende da densidade de vegetação e do tipo de terreno.

Adicionalmente aos parâmetros acima indicados, a implementação do modelo de Erceg *et al*, contempla dois fatores de correção devidos à frequência de operação para sistemas acima de 2000 MHz e altura do receptor entre 2 e 10 metros. O modelo com as correções adicionais é dado pela seguinte expressão:

$$PL_{modif} = PL + \Delta PL_f + \Delta PL_h \quad (2-2)$$

onde,

$$\Delta PL_f = 6 \log_{10} \left( \frac{f}{2000} \right),$$

$$\Delta PL_h = -10,8 \log_{10} \left( \frac{h}{2} \right) \text{ para terreno Categoria A e B,}$$

$$\Delta PL_h = -20 \log_{10} \left( \frac{h}{2} \right) \text{ para terreno Categoria C e}$$

$h$  é a altura do receptor entre 2 e 10 metros.

### Recomendação ITU-R P.1546-3

A recomendação ITU-R P.1546-3 [11], fornece um método de cálculo de perda de propagação para sistemas ponto-área e para serviços de uso terrestre na faixa de frequências de 30 MHz a 3 GHz em trajetos de 1 km até 1.000 km. Esta recomendação foi escolhida por ser um método de cálculo muito difundido nas ferramentas de predição de cobertura, inclusive para sistemas que operam na faixa de 3,5 GHz (WiMAX por exemplo) e pelo fato de utilizar uma metodologia de predição de fácil implementação e com rotinas de programação que permitem obter resultados imediatos.

A metodologia de cálculo contempla a predição de campo elétrico com base em dados obtidos de medições realizadas para diferentes frequências (100 MHz, 600 MHz e 2000 MHz), distâncias (1 a 1000 Km), alturas de estação transmissora (10, 20, 37,5, 75, 150, 300, 600 e 1.200 m), variabilidade de localizações (1 a 99%) e variabilidade temporal (1 a 50%). O procedimento de cálculo compreende a interpolação e extrapolação das curvas medidas permitindo o ajuste para determinada frequência, distância, altura de interesse e percentagem de tempo

O procedimento apresentado no Anexo 6 da Recomendação é indicado a seguir, onde são consideradas apenas as rotinas de cálculo que correspondem à implementação realizada para a campanha de medição.

**Passo 1: Determinação do tipo de trajeto.** Para o estudo a ser realizado, foi considerado apenas o tipo de trajeto terrestre.

**Passo 2: Percentagens de tempo nominais.** No caso da campanha de medição, o valor considerado foi de 50%, pois foram obtidas média dos valores medidos. Este procedimento é indicado com detalhe no capítulo correspondente ao *set-up* de medição. Para este valor de 50% não é necessária a rotina de interpolação indicada no passo 10.

**Passo 3: Determinação das frequências nominais.** A frequência utilizada para a simulação é 3.420 MHz, para a qual a frequência nominal inferior é de 2.000 MHz. Nesta situação será adotado o cálculo da intensidade de campo por meio da extrapolação indicada no passo 9.

**Passo 4: Determinação de distâncias nominais.** Para cada ponto de medição será feita interpolação com valores nominais de distância 1, 2, 3 e 4 km, considerando que a distância máxima da campanha de medição é de 3,3 km.

**Passo 5: Para o primeiro tipo de propagação, seguir os passos 6 a 11.** O primeiro tipo de propagação é o trajeto terrestre.

**Passo 6: Para a percentagem de tempo nominal inferior, seguir os passos 7 a 10.** Para esta etapa o valor de percentagem de tempo adotado

é de 50%.

**Passo 7:** Para a frequência nominal inferior, seguir os passos 8 e 9. A frequência nominal inferior é de 2.000 MHz.

**Passo 8:** Obter a intensidade de campo acima de 50% das localizações para uma antena receptora/móvel numa altura representativa de obstáculos circundantes,  $R$ , acima do solo para a distância requerida como segue:

**Passo 8.1** Para altura corrigida da antena do transmissor  $h_1$  igual ou maior do que 10 m, seguir os passos 8.1.1 a 8.1.6. A altura da antena  $h_a$  para a campanha de medição é de 42 metros.

**Passo 8.1.1:** Determinar os valores nominais para a altura corrigida da antena do transmissor  $h_1$ . As alturas consideradas na recomendação e que não precisam de interpolação, são 20, 37,5, 75, 150, 300, 600 e 1.200 m. A expressão utilizada para a interpolação e obtenção da intensidade de campo é:

$$E[dB(V/m)] = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(h_1/h_{inf}) / \log(h_{sup}/h_{inf}) \quad (2-3)$$

onde,

$h_{inf}$  é a altura inferior em relação à altura corrigida do transmissor  $h_1$  em metros,

$h_{sup}$  é a altura superior em relação à altura corrigida do transmissor  $h_1$  em metros,

$E_{inf}$  é o valor da intensidade de campo para  $h_{inf}$  na distância requerida em  $dB(\mu V/m)$  e

$E_{sup}$  é o valor da intensidade de campo para  $h_{sup}$  na distância requerida em  $dB(\mu V/m)$ .

**Passo 8.1.2** Para o valor nominal inferior de  $h_1$ , seguir os passos 8.1.3 a 8.1.5.

**Passo 8.1.3** Para o valor nominal inferior de distância, seguir o passos 8.1.4.

**Passo 8.1.4** Obter a intensidade de campo para variabilidade de posições de 50% para distância  $d$  e altura  $h_1$ .

**Passo 8.1.5** Interpolação da intensidade de campo com variação da distância. Caso a distância nominal inferior não seja igual à distância calculada, o mesmo procedimento é realizado para o cálculo da distância nominal superior, e posteriormente a interpolação é realizada com a seguinte expressão:

$$E[dB(V/m)] = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) * \log(d/d_{inf})/\log(d_{sup}/d_{inf}) \quad (2-4)$$

onde,

$d$  é a distância sob a qual é requerida a predição em km,

$d_{inf}$  é a distância inferior mais próxima disponível na Tabela 1 da recomendação em km,

$d_{sup}$  é a distância superior mais próxima disponível na Tabela 1 da recomendação em km,

$E_{inf}$  é a intensidade de campo para  $d_{inf}$  em  $dB(\mu V/m)$  e

$E_{sup}$  é a intensidade de campo para  $d_{sup}$  em  $dB(\mu V/m)$ .

**Passo 8.1.6 Interpolação da intensidade de campo com variação da altura corrigida da antena do transmissor.** Caso a altura nominal inferior não seja igual a  $h_1$ , o mesmo procedimento dado em 8.1.1 é realizado para o cálculo da intensidade de campo. Nesta etapa a intensidade de campo resultante não deverá ultrapassar os limites indicados a seguir. No caso de trajeto terrestre, o limite de intensidade de campo é:

$$E_{max}[dB(\mu V/m)] = E_{fs} \quad (2-5)$$

onde,

$E_{\mu fs}$  é a intensidade de campo para espaço livre para potência radiada efetiva de 1 kW e dada por  $E_{fs}[dB(\mu V/m)] = 106,920 \log(d)$

**Passo 8.2.** Aplicável para altura da estação base menor a 10 mts.

**Passo 9. Interpolação da intensidade de campo com variação da frequência.** Para a frequência nominal inferior diferente da frequência requerida, adota-se o mesmo procedimento indicado no passo 8 e se interpola ou extrapola as intensidades de campo. No caso da frequência utilizada, 3.420 MHz, o procedimento de cálculo é:

$$E[dB(\mu V/m)] = E_{inf} + (E_{sup} - E_{inf}) \log(f/f_{inf})/\log(f_{sup}/f_{inf}) \quad (2-6)$$

onde,

$f$  é a frequência para a qual a predição é requerida em MHz (3.500 MHz),

$f_{inf}$  é a frequência nominal inferior (100 MHz se  $f \leq 600$  MHz, se não 600

MHz),

$f_{sup}$  é a frequência nominal superior (600 MHz se  $f \leq 600$  MHz, se não 2.000 MHz),

$E_{inf}$  é a intensidade de campo para  $f_{inf}$  em  $dB(\mu V/m)$  e

$E_{sup}$  é a intensidade de campo para  $f_{sup}$  em  $dB(\mu V/m)$ .

Para o caso de extrapolação, com frequência requerida superior a 2.000 MHz, deverá limitar-se a intensidade de campo com o procedimento indicado no passo 8.1.6.

**Passo 10.** Utilizado para variação temporal diferente de 50%.

**Passos 11 e 12.** Procedimento de cálculo para trajetos mistos.

**Passo 13.** Correção devida à dispersão troposférica. Não considerada na simulação.

**Passo 14 Correção devida à altura da antena receptora.** Para altura de antena de 1,5 mts, realizamos o cálculo conforme indicado a seguir:

Obtemos a altura dos obstáculos circundantes da estação transmissora em metros com a seguinte expressão:

$$R'[m] = (1000 * d * R - 15 * h_1) / (1000 * d - 15) \quad (2-7)$$

Para a altura da antena transmissora corrigida  $h_1$ , o procedimento deve seguir o parágrafo 3 do anexo 5 da recomendação para trajetos terrestres inferiores a 15 km onde há informação do terreno:

$$h_1 = h_b \quad (2-8)$$

onde,

$h_b$  é a altura em metros da antena por acima do nível do terreno em média entre as distâncias 0,2d e d do trajeto.

$$h_b = h_a + h_{solobase} - media(alturas\_do\_terreno\_entre\_0,2d\_e\_d) \quad (2-9)$$

onde,

$h_a$  é a altura da antena acima do nível do terreno em metros (42 m) e

$h_{solobase}$  é a altura do terreno na posição da estação base em metros (0 m para nossa simulação).

O valor de R é o valor de correção de ocupação do solo para locais vizinhos ao receptor. Neste caso foi realizado o mesmo procedimento que para a antena transmissora, com o valor médio das alturas entre 0,2d e d a partir do receptor. Este valor é denotado por  $h_2$ .

A correção da altura da antena receptora é dada pela seguinte expressão:

Para  $h_2 \leq R'$ :

$$Correcao[dB] = 6,03 - J(\nu) \quad (2-10)$$

Para  $h_2 \geq R'$ :

$$Correcao[dB] = K_{h2} \log(h_2/R') \quad (2-11)$$

$$J(\nu) = 6,9 + 20 * \log(\sqrt{(\nu - 0,1)^2 + 1} + \nu - 0,1) \quad (2-12)$$

$$\nu = K_{nu} \sqrt{h_{diff} \theta_{clut}} \quad (2-13)$$

$$h_{diff}[m] = R' - h_2 \quad (2-14)$$

$$\theta_{clut} = \arctg(h_{diff}/27) \quad (2-15)$$

$$K_{h2} = 3,2 + 6,2 \log(f) \quad (2-16)$$

$$K_{nu} = 0,0108 \sqrt{f[MHz]} \quad (2-17)$$

onde,

$h_2$  é a altura corrigida da antena receptora em metros.

Para regiões urbanas onde  $R'$  é inferior a 10 m a correção será dada unicamente por  $Correcao[dB] = K_{h2} \log(10/R')$ .

**Passo 15. Correção para trajetos curtos urbanos ou suburbanos.**

Para distâncias inferiores a 15 km, com prédios de altura uniforme em terreno plano, a correção é dada por:

$$Correcao[dB] = -3,3(\log(f))(1 - 0,85 \log(d))(1 - 0,46 \log(1 + h_a - R)) \quad (2-18)$$

Na simulação realizada, esta correção não foi realizada, considerando que a área contempla não uniformidade de alturas de edificações.

**Passo 16. Cálculo de intensidade de campo para variação de posição superior a 50%.** Neste caso foi utilizado o valor de 50%, mas uma comparação pode ser feita com a seguinte correção:

$$E(q)[dB(\mu V/m)] = E(\text{mediana}) + Q_i(q/100) \sigma_L(f) \quad (2-19)$$

onde,

$Q_i(x)$  é a distribuição cumulativa normal inversa em função da probabilidade e

$\sigma_L$  é a desviação típica da distribuição gaussiana das médias locais na região de análise.

$$\sigma_L[dB] = K + 1,3\log(f) \quad (2-20)$$

onde,

$K = 1,2$  para antenas localizadas acima do topo do carro e

$f$  é a frequência em MHz.

**Passo 17. Limitar a intensidade de campo para o valor máximo como indicado no passo 8.1.6.**

**Passo 18. Conversão da intensidade de campo em perda de transmissão equivalente.** É dada pela expressão:

$$Lb[dB] = 139,3 - E + 20\log(f) \quad (2-21)$$

Este será o valor comparado com as perdas obtidas na campanha de medição.

Adicionalmente, a Recomendação ITU-R P. 1546, no seu Anexo 7, apresenta uma expressão analítica que é compatível com o modelo de Okumura-Hata para distâncias de até 10 km e altura do receptor de 1,5 metros.

$$E = 69,82 - 6,16\log_{10}(f) + 13,82\log_{10}(H_1) + a(H_2) - (44,9 - 6,55\log_{10}(H_1)) \text{Log}_{10}(d)^b \quad (2-22)$$

onde,

$E$  é a intensidade de campo em  $\text{dB}\mu\text{V}/\text{m}$  para uma potência radiada efetiva de 1 kW,

$f$  é a frequência em MHz,

$H_1$  é a altura efetiva da antena da estação base acima do solo em metros (valores entre 30 e 200 metros),

$H_2$  é a altura da antena da estação móvel acima do nível do solo em metros (valores entre 1 e 10 metros),

$d$  é o valor da distância em quilômetros,

$$a(H_2) = (1,1\log_{10}(f) - 0,7)H_2 - (1,56\log_{10}(f) - 0,8),$$

$b = 1$  para distâncias menores ou iguais a 20 km,

$b = 1 + (0,14 + 0,000187f + 0,00170H_1^l)(\log_{10}(0,005d))^{0,8}$  para distâncias maiores a 20 km e,

$$H_1^l = \frac{H_1}{\sqrt{1+0,000007H_1^2}}.$$

**Recomendação ITU-R P.1411-3**

No caso específico de sistemas ponto-área que operam em na faixa de frequências de 3,5 GHz, é de interesse o conhecimento da cobertura em locais próximos da estação transmissora, a distancias inferiores a 1 km. Neste caso é indicado o uso da Recomendação ITU-R P.1411-3 [19].

A metodologia utilizada envolve a determinação de três componentes da atenuação no caso de existência de obstruções no caminho de propagação: atenuação de espaço livre ( $L_{bf}$ ), atenuação devida à difração entre os prédio até a rua ( $L_{rts}$ ) e atenuação devida à difração entre prédios ( $L_{msd}$ ). As expressões de cálculo utilizadas são:

$$L_{NLOS1} = L_{bf} + L_{rts} + L_{msd} \quad (2-23)$$

para  $L_{rts} + L_{msd} > 0$

$$L_{NLOS1} = L_{bf} \quad (2-24)$$

para  $L_{rts} + L_{msd} \leq 0$

onde,

$$L_{bf} = 32,4 + 20\log_{10}(d/1000) + 20\log(f),$$

$d$  é a distância entre transmissor e receptor em metros e

$f$  é a frequência em MHz.

$$L_{rts} = -8,2 - 10\log_{10}(w) + 10\log_{10}(f) + 20\log_{10}(\Delta h_m) + L_{ori} \quad (2-25)$$

$$L_{ori} = -10 + 0,354\varphi \quad (2-26)$$

para  $0^\circ \leq \varphi < 35^\circ$

$$L_{ori} = 2,5 + 0,075(\varphi - 35) \quad (2-27)$$

para  $35^\circ \leq \varphi < 55^\circ$

$$L_{ori} = 4,0 - 0,114(\varphi - 35) \quad (2-28)$$

para  $55^\circ \leq \varphi < 90^\circ$

$$\Delta h_m = h_r - h_m \quad (2-29)$$

onde,

$w$  é a largura da rua na qual a estação receptora está,

$h_r$  é a altura média dos prédios e

$h_m$  é a altura da estação receptora.

Na obtenção da perda por difração é preciso considerar a condição de ângulo rasante e distância de referência ( $d_s$ )

$$d_s = \frac{\lambda d^2}{\Delta h_b^2} \quad (2-30)$$

$$\Delta h_b = h_b - h_r \quad (2-31)$$

Para  $l > (d_s)$  a componente  $L_{msd}$  é obtida por:

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log_{10}(d/1000) + k_f \log_{10}(f) - 9 \log_{10}(b) \quad (2-32)$$

onde,

$$L_{bsh} = -18 \log_{10}(1 + \Delta h_b) \text{ para } h_b > h_r \text{ e}$$

$$L_{bsh} = 0 \text{ para } h_b \leq h_r.$$

Para a faixa de frequências de 3,5 GHz e na situação da instalação  $h_b > h_r$ , os valores de  $k_a$ ,  $k_d$ , e  $k_f$  são 71,4, 18 e -8 respectivamente.

Para  $l < d_s$ ,

$$L_{msd} = -10 \log_{10}(Q_M^2) \quad (2-33)$$

onde,

$Q_M$  para  $h_b > h_r$  é:

$$Q_M = 2,35 \left( \frac{\Delta h_b}{d} \sqrt{\frac{b}{\lambda}} \right)^{0,9} \quad (2-34)$$

## 2.2

### Caracterização de Canais em Banda Larga

Na caracterização em banda larga, o canal de rádio propagação móvel é considerado como um sistema linear. Este trabalho trata dos canais lineares com mobilidade ou seja, canais lineares variantes no tempo.

O tratamento matemático de filtros lineares variantes no tempo foi realizado inicialmente por Zadeh [30] com a introdução da Função de Transferência Variável no Tempo (inicialmente chamada de função de sistema para redes variáveis) e a função Bi-Frequência para a caracterização no domínio da frequência. Seu trabalho foi seguido por Kailath [31], que mostrou relações entre as variáveis da Função de Transferência Variável no Tempo como o tempo de observação e o tempo de transmissão do impulso, adicionando a resposta devida ao tempo transcorrido desde a transmissão do impulso e o tempo de observação.

### 2.2.1

#### Funções características de canais em banda larga

Representando o canal por um filtro com características deterministicamente variantes no tempo, é possível relacionar a saída e a entrada do filtro no domínio do tempo e da frequência por funções deterministicas. Se aplicarmos na entrada do filtro um sinal  $x(t)$  representado pela sua envoltória complexa  $y(t)$ :

$$x(t) = \text{Re}[y(t)e^{2\pi f_c t}] \quad (2-35)$$

e sabendo que a descrição de um sistema linear no domínio do tempo é dada pela resposta impulsiva, sendo esta variante no tempo dada por  $h(t, \tau)$  onde  $\tau$  é a variável que define o retardo, então o envelope complexo na saída do filtro  $z(t)$  é relacionado ao envelope complexo na entrada,  $y(t)$ , pela seguinte relação:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (2-36)$$

A equação (2-36) provê a representação física do canal como uma contribuição contínua de espalhadores estacionários, onde cada espalhador elementar acrescenta uma parcela  $h(t, \tau)d\tau$  e provê retardos na faixa  $(\tau, \tau + d\tau)$ .

A resposta ao impulso de um canal banda larga pode ser expresso conforme indicado a seguir [12, 13, 32]:

$$h(t, \tau) = \sum a_i(t) \cdot e^{j\varphi_i(t)} \cdot \delta(\tau - \tau_i) \quad (2-37)$$

onde,

$i$  é o número do caminho,

$\tau_i$  é o retardo associado ao  $i$ -ésimo caminho,

$a_i(t)$  é a amplitude em função do tempo do  $i$ -ésimo canal e

$\varphi_i(t)$  é a fase em função do tempo do  $i$ -ésimo canal.

Em 1963, Phillip A. Bello [33] mostrou que os canais lineares variantes no tempo, podem ser caracterizados numa forma simétrica com variáveis tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência. Em seu trabalho foram incluídas as funções anteriormente publicadas por Zadeh e Kailath. No domínio da frequência, o canal é caracterizado pela função  $H(f, \nu)$ , que é a função dual da resposta impulsiva do canal variante no tempo  $h(t, \tau)$ .

$$H(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(f - \nu)H(f - \nu, \nu)d\nu \quad (2-38)$$

Esta função permite a identificação direta dos desvios Doppler no domínio da frequência e permitirá caracterizar a seletividade em frequência do canal. As duas representações estão associadas pela aplicação da dupla transformada de Fourier [33].

$$H(f, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} e^{-j2\pi\nu t} dt d\tau \quad (2-39)$$

Outra forma de caracterização do canal é possível por meio da função de transferência variante no tempo  $T(f, t)$ . Esta mesma função é a transformada de Fourier da função de resposta ao impulso  $h(t, \tau)$ , e ao mesmo tempo da transformada inversa de Fourier da função de desvio Doppler  $H(f, \nu)$ :

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} H(f, \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (2-40)$$

As funções de resposta ao impulso e desvio Doppler, representam a resposta do canal tanto no domínio do retardo como no do desvio Doppler. Uma quarta função que expressa de forma única estas duas características é a função denominada função de retardo Doppler  $S(\tau, \nu)$ . Esta função é dada pela seguinte expressão:

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t, \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2-41)$$

Desta forma podemos relacionar as quatro funções propostas por Bello [33],  $h(t, \tau)$ ,  $H(f, \nu)$ ,  $S(\tau, \nu)$  e  $T(f, t)$ , como indicado na Figura 2.5.

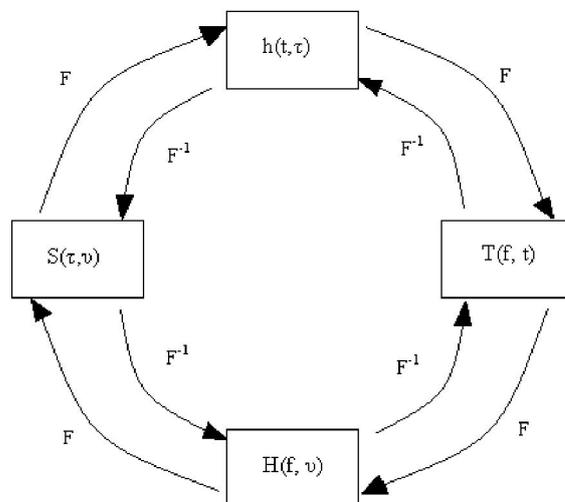


Figura 2.5: Relação entre funções - Determinísticas.

As funções de sistema definidas acima contemplam a descrição de um canal banda larga de forma determinística. A complexidade de um ambiente

urbano real vai requerer um tratamento estatístico, em que estas funções se comportam como processos estocásticos. Neste caso, a caracterização completa do canal requer a obtenção das funções densidade de probabilidade conjunta das variáveis envolvidas. Uma caracterização menos completa mas realizável na prática pode ser obtida através das funções de autocorrelação das funções de sistema [12].

Define-se a função de autocorrelação da saída do canal como:

$$R_Z(t, s) = E[z(t)z^*(s)] \quad (2-42)$$

onde  $E[\cdot]$  define o valor esperado.

Substituindo  $z(t)$ , resulta em:

$$R_Z(t, s) = E \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t-\tau)y^*(s-\xi)h(t, \tau)h^*(s, \xi)d\tau d\xi \right] \quad (2-43)$$

$$R_Z(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t-\tau)y^*(s-\xi)R_h(t, s; \tau, \xi)d\tau d\xi \quad (2-44)$$

onde  $R_h(t, s; \tau, \xi) = E[h(t, \tau)h^*(s, \xi)]$ , é a função de autocorrelação da envoltória complexa da resposta impulsiva do filtro equivalente ao canal variante no tempo.

Analogamente, as funções de autocorrelação das demais funções de sistema são dadas por:

$$E[h(t, \tau)h^*(s, \xi)] = R_h(t, s; \tau, \xi) \quad (2-45)$$

$$E[H(f, \nu)H^*(m, \mu)] = R_H(f, m; \nu, \mu) \quad (2-46)$$

$$E[T(f, t)T^*(m, s)] = R_T(f, m; t, s) \quad (2-47)$$

$$E[S(\tau, \nu)S^*(\xi, \mu)] = R_S(\tau, \nu; \xi, \mu) \quad (2-48)$$

As funções de autocorrelação, da mesma forma que as funções determinísticas, mantêm uma relação de dupla transformada de Fourier entre elas similar à apresentada na Figura 2.5.

### 2.2.2 Canais WSSUS

Simplificações adicionais podem ser obtidas considerando o canal como sendo estacionário no sentido amplo com espalhamentos decorrelatados - WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*). Num canal estacionário no sentido amplo (WSS), a função autorrelação da resposta impulsiva é invariante durante curtos períodos de tempo, ou seja

$$R_h(t, t + \eta; \tau, \xi) = R_h(\eta; \tau, \xi) \quad (2-49)$$

$$R_T(f, l; t, t + \eta) = R_T(f, l; \eta) \quad (2-50)$$

Utilizando a transformada dupla de Fourier e a representação mostrada na Figura 2.5 a respeito das relações entre as funções, podemos obter a função de correlação do desvio Doppler a partir da função do espalhamento do retardo.

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(t, s; \tau, \xi) e^{j2\pi(t\nu - s\mu)} dt ds \quad (2-51)$$

As outras funções podem ser obtidas da mesma forma:

$$R_H(f, l; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; t, s) e^{j2\pi(\tau\nu - s\mu)} dt ds \quad (2-52)$$

Lembrando que  $\eta = s - t$ , para canais WSS e lembrando que:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} 1 e^{j2\pi t(\nu - \mu)} dt = \delta(\nu - \mu) \quad (2-53)$$

As equações de  $R_S(\tau, \xi; \nu, \mu)$  e  $R_H(f, l; \nu, \mu)$  anteriormente indicadas tornam-se:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2-54)$$

$$R_H(f, l; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; \eta) e^{j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2-55)$$

A integral da expressão para  $R_S(\tau, \xi; \nu, \mu)$  pode ser expressa em termos da densidade espectral de potência do deslocamento Doppler  $P_S(\tau, \eta; \nu)$ , que é a transformada de Fourier de  $R_h(\eta; \tau, \xi)$  respeito à  $\eta$ :

$$P_S(t, \xi; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2-56)$$

De maneira similar é obtido:

$$P_H(f, l; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\mu\eta} d\eta \quad (2-57)$$

Considerando agora que os ecos nos canais reais sejam descorrelacionados (*uncorrelated scattering* - US), os ecos associados aos retardos causados por diferentes espalhadores apresentam independência na sua amplitude, ou seja:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \xi) P_S(\tau; \mu; \nu) \quad (2-58)$$

$$R_H(f, l; \nu, \mu) = \delta(\nu - \xi) P_h(t, s; \tau) \quad (2-59)$$

onde,

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

$$P_H(\tau; \nu; \mu) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Omega; \nu, \mu) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega.$$

$\Omega = l - f$  é a variável deslocamento em frequência, o que demonstra a dualidade tempo-frequência entre as simplificações WSS e US. Em outras palavras o canal US pode ser considerado um canal WSS no domínio da frequência. Utilizando as duas restrições de WSS e US, resulta numa classe de canais conhecidos como (*wide-sense stationay uncorrelated scattering* - WSSUS), que mostra dispersão descorrelacionada nos retardos e nos espalhamento Doppler, podendo ser representado por:

$$R_h(t, t + \xi; \tau, \eta) = \delta(\eta - \tau) P_h(\xi; \tau) \quad (2-60)$$

$$R_H(f, f + \omega; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_H(\xi; \tau) \quad (2-61)$$

$$R_T(f, f + \omega; t, t + \xi) = R_T(\omega; \xi) \quad (2-62)$$

$$R_S(\tau, \nu; \eta, \mu) = \delta(\eta - \tau) \delta(\nu - \mu) P_S(\tau; \nu) \quad (2-63)$$

### 2.2.3

#### Perfil de retardos do canal

A descrição do canal no domínio do tempo é obtida expressando a função de autocorrelação da saída do canal  $R_Z(t, s)$  em termos da função de autocorrelação de retardo e espalhamento,  $R_h(t, s; \tau, \eta)$ :

$$R_Z(t, s) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) y^*(s - \xi) \delta(\tau - \xi) P_h(\eta; \xi) d\tau d\xi \quad (2-64)$$

Se o intervalo de separação em tempo entre  $t$  e  $s$  é nulo ( $\eta = 0$ ),  $P_h(\eta, \tau)$  pode ser representada por:

$$P_h(0; \tau) = P_h(\tau) \quad (2-65)$$

Assim a densidade de potência espectral cruzada  $P_h(\eta, \tau)$  se transforma numa simples densidade de potência espectral  $P_h(\tau)$ . A expressão de  $R_Z(t, s)$  se simplifica para:

$$R_Z(t, t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} |y(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (2-66)$$

Se  $|y(t)|^2$  é uma função impulso então:

$$R_Z(t, t) = P_h(\tau) \quad (2-67)$$

Portanto, para canais WSSUS se obtém um importante resultado no qual a função de autocorrelação na saída do canal é descrita pelo perfil da distribuição no tempo da potência, chamada distribuição de potência dos retardos. Esta expressão é válida se a duração do sinal  $y(t)$  é menor que o espalhamento dos retardos de multipercursos dentro do canal. Uma das formas adotadas para o perfil de retardos, com base em resultados experimentais, é a função de decaimento exponencial [9] como indica a expressão a seguir:

$$P_h(\tau_e) = P_0 \cdot e^{-\frac{\tau_e}{S_\tau}}, \tau_e \geq 0 \quad (2-68)$$

onde,

$P_0$  é a potência associada ao caminho com a maior potência,

$\tau_e$  é excesso de retardo e definido como a diferença entre  $\tau$  e  $\tau_0$ ,

$\tau$  é o retardo de um caminho de propagação e

$\tau_0$  é o retardo do caminho com potência mais forte.

A constante de decaimento exponencial da PDP,  $S_\tau$ , é obtida como o valor RMS do Espalhamento dos Retardos, que é uma medida da dispersão do canal. É definida como a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de retardos normalizado para a potência total [13]:

$$S_\tau = \sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - m_\tau)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (2-69)$$

onde,

$m_\tau$  é o retardo médio definido como:

$$m_\tau = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (2-70)$$

Um modelo mais sofisticado para o perfil de retardos, e que reflete melhor a situação real em ambientes urbanos com grande número de obstáculos, foi proposto no trabalho de Saleh-Valenzuela [34], que considera que os raios atingem o receptor em grupos, ou *clusters*, associados a conjuntos de espalhadores. Neste caso, o perfil de retardos obedece um conjunto de funções com decaimento de tipo exponencial. Uma primeira função com decaimento exponencial representa a amplitude de pico dos *clusters*. Subconjuntos de funções exponenciais identificam o decaimento de potência produzido pelos denominados *clusters* ou conjunto de espalhadores. A resposta impulsiva do canal, de acordo com este modelo é:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\varphi_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad (2-71)$$

A amplitude de cada raio é dada por  $\beta_{kl}$ , cuja distribuição é assumida como sendo de Rayleigh com valor RMS dado pelo decaimento exponencial duplo:

$$\overline{\beta_k^2 l} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{kl}/\gamma} \quad (2-72)$$

onde,

$\Gamma$  é a taxa de chegada do processo Poisson dos *clusters*,

$\gamma$  é a taxa de chegada do processo de Poisson dos raios de cada *cluster* e

$\beta(0,0)$  é o raio mais intenso do perfil de retardos.

O tempo de chegada é descrito por dois processos de Poisson que modelam os tempos de chegada dos *clusters* e dos raios chegando dentro de cada *cluster*. O tempo de chegada de cada *cluster* é dado por uma variável aleatória de distribuição exponencial condicionada ao tempo de chegada do *cluster* imediatamente anterior.

Para  $T_{l-1} < T_l < \infty$ :

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \quad (2-73)$$

Para  $T_{(k-1)l} < T_{kl} < \infty$ :

$$p(T_{kl} | T_{(k-1)l}) = \lambda e^{-\lambda(T_{kl} - T_{(k-1)l})} \quad (2-74)$$

A Figura 2.6 ilustra os parâmetros do modelo de Saleh-Valenzuela [34].

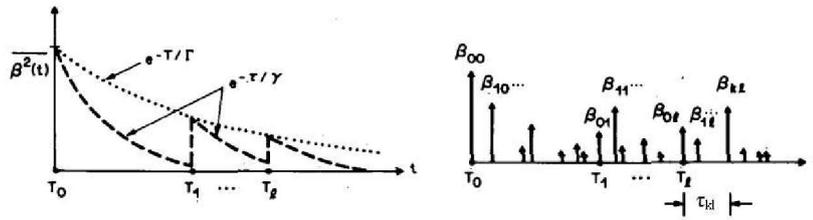


Figura 2.6: Decaimento exponencial e Perfil de retardos.

### 2.2.4

#### Desvio Doppler do canal

Uma das formas de avaliar e implementar em simulação a correlação dos diferentes percursos de propagação quanto à fase e amplitude é o uso da densidade espectral de potência no domínio da frequência. No caso de amplitudes com distribuição uniforme, a correlação pode ser obtida com o Espectro Doppler clássico, ou espectro de Jakes pela seguinte expressão:

$$P_s(\nu) = \frac{1}{\pi} \frac{1/\nu_{max}}{\sqrt{1 - (\nu/\nu_{max})^2}}; |\nu| \leq \nu_{max} \quad (2-75)$$

onde,

$\nu$  é o desvio Doppler e

$\nu_{max}$  é o máximo desvio Doppler.