2
Caracterização do canal de propagação em macrocélulas

2.1
Introdução

A compreensão dos mecanismos de propagação e o estabelecimento de modelos matemáticos apropriados para o canal de radio-propagação móvel têm um papel importante no desenvolvimento de técnicas de mitigação do erro em medidas para radiolocalização. Este capítulo tem o objetivo de caracterizar o canal móvel segundo modelos usualmente considerados na literatura. Estes modelos servem de base para o desenvolvimento do estimador do erro por NLOS feito no Capítulo 3, e para a criação de cenários de simulação utilizados nos Capítulos 4 e 5.

2.2
Caracterização determinística

O canal estabelecido em sistemas de comunicações móveis apresenta, tipicamente, as propriedades de um canal multipercurso. Para sistemas em que a propagação se efetua em ambientes urbanos, com área de cobertura segmentada em macro-células, esta suposição se baseia no fato de que a antena do terminal normalmente apresenta uma altura pequena relativa ao ambiente que a circunda. Esta situação, que na maior parte do tempo impede totalmente o estabelecimento de uma linha de visada (LOS) entre transmissor e receptor, obriga que o enlace se realize principalmente por meio de reflexões, espalhamentos e difrações, ocasionando o fenômeno de multipercurso. Além disso, uma vez que a disposição dos objetos interferentes em torno do receptor é alterada significativamente com o seu movimento, a resposta do canal em questão é variante no tempo.

A caracterização de um canal multipercurso variante no tempo pode ser desenvolvida considerando-o como um *sistema linear variante no tempo*. Neste caso, a resposta ao impulso do canal é linear e função do instante de aplicação do impulso e do instante de observação do canal. A relação entre o sinal de entrada e o sinal de saída de um canal com estas propriedades é dada por

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t-\tau)h(\tau,t)d\tau \ , \tag{2-1}$$

onde $x(t)$ representa o sinal de entrada, $y(t)$ é o sinal de saída e $h(\tau,t)$ é a resposta do canal no instante t a um impulso aplicado no instante $t-\tau$.

Supondo-se um sinal passa-faixa $x(t)$ transmitido através do canal de desvanecimento por múltiplos percursos, sua expressão pode ser dada por

$$x(t) = \Re[x_l(t)\exp(j2\pi f_c t)] \ , \tag{2-2}$$

onde $\Re[.]$ representa a parte real do número complexo, $x_l(t)$ é a envoltória complexa do sinal e f_c é a freqüência de portadora. Em princípio, assume-se que o canal proporciona múltiplos percursos de propagação individualizados para o sinal transmitido e, associado a cada percurso, há um valor de atraso (retardo de propagação) τ_i e um fator de atenuação α_i correspondente, ambos função do instante de excitação do canal. Portanto a resposta ao impulso do canal pode ser expressa na forma

$$h(\tau,t) = \sum_{i=1}^{k_{(t-\tau)}} \alpha_{i,t-\tau}\delta(\tau - \tau_{i,t-\tau}) \tag{2-3}$$

onde k denota o número de percursos proporcionados pelo canal, t é o instante de observação e τ é o intervalo de tempo entre a observação e a aplicação do impulso. Pode-se observar na expressão acima a dependência dos parâmetros $\{\alpha_i\}$, k e $\{\tau_i\}$ com o instante de aplicação do impulso, representado pelo termo $(t-\tau)$. A partir deste ponto, visando simplificar a notação utilizada, este termo não será incluído nas expressões e esta dependência ficará implicitamente admitida.

Combinando-se as expressões (2-1),(2-2) e (2-3), pode-se mostrar que o equivalente complexo do sinal passa-faixa recebido é dado por:

$$y_l(t) = \sum_{i=1}^{k} \alpha_i \exp(-j\theta_i)x_l(t-\tau_i) \ , \tag{2-4}$$

onde $\theta_i = 2\pi f_c \tau_i$. Finalmente, da expressão (2-4), é fácil concluir que a envoltória complexa da resposta impulsiva do canal multipercurso variante no tempo é dada por

$$h_l(\tau, t) = \sum_{i=1}^{k} \alpha_i \exp(-j\theta_i)\delta(\tau - \tau_i) \ . \tag{2-5}$$

2.3 Caracterização estatística

2.3.1 Canal WSS-US

Na realidade, a maior parte dos canais físicos conhecidos, nos quais verifica-se o fenômeno de multipercursos, representam meios de propagação cujas propriedades são aleatoriamente variantes no tempo. Assim ocorre com o canal de propagação em macro-células. Neste caso, a resposta $h(\tau, t)$ apresentada no item 2.2 deve ser interpretada como um processo aleatório na variável t parametrizado por τ. Embora seja claro que para uma caracterização completa do canal a função densidade de probabilidade (fdp) conjunta das amostras no tempo deste processo deva ser conhecida, desenvolve-se, na maior parte das vezes, uma especificação de 2^a ordem. Em particular, a função autocorrelação associada à $h(\tau, t)$ é definida por

$$R_h(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) = \frac{1}{2}\mathrm{E}[h(\tau_1, t_1)h^*(\tau_2, t_2)] \ , \tag{2-6}$$

onde o símbolo * denota complexo conjugado. Para o canal de propagação rádio-móvel, é comum admitir que suas propriedades estatísticas são aproximadamente estacionárias ao longo de uma determinada região [33][34]. Com esta suposição de estacionariedade do canal, pelo menos em sentido amplo (WSS), a função autocorrelação de $h(\tau, t)$ depende, na variável t, apenas da diferença entre os dois instantes considerados $(t_2 - t_1)$.

Na modelagem de canais rádio-móveis admite-se ainda que as propriedades associadas a valores de atrasos distintos são descorrelacionadas [33]. Esta caracterização é comumente denominada de *espalhamento descorrelacionado* (do inglês *Uncorrelated Scattering* (US)) e pode ser incorporada na equação (2-6) da seguinte forma

$$R_h(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) = \delta(\tau_1 - \tau_2)R_h(\tau_1, t_1, t_2) \ . \tag{2-7}$$

O modelo mais importante e mais aceito para a caracterização de um canal rádio-móvel é o que inclui, simultaneamente, as propriedades WSS e

US mencionadas anteriormente. A função autocorrelação em (2-6) torna-se, para o modelo WSS-US:

$$R_h(\tau_1, \tau_2, t_1, t_2) = R_h(\tau_1, t_2 - t_1)\delta(\tau_2 - \tau_1) \ . \quad (2\text{-}8)$$

Espectro de potência por atraso

Na função autocorrelação da expressão (2-8), considerando $t_2 - t_1 = 0$, a função autocorrelação $R_h(\tau, 0) \equiv P_h(\tau)$ resultante representa a potência de saída média da resposta do canal em função da variável de valores de atrasos, e é normalmente denominada de *espectro* (ou *perfil*) *de potência por atraso*. Esta função indica como a energia de um pulso transmitido (faixa larga) se "espalha" ao longo do tempo. A faixa de valores de τ na qual o espectro de potência por atraso está acima de um dado limiar é normalmente denominada de *espalhamento de atrasos* (T_M).

Banda de coerência

Calculando-se a transformada de Fourier do espectro de potência por atraso, chega-se à função autocorrelação no domínio da freqüência do canal WSS-US. Esta função é comumente denominada de *função correlação de espaçamento de freqüência* e indica a correlação das respostas do canal correspondentes a tons de freqüência distintos. A *banda de coerência* do canal (B_c) pode ser entendida como uma medida da largura de faixa para a qual o desvanecimento provocado pelo canal apresenta correlação significativa.

A seletividade em freqüência do canal é essencialmente determinada pela relação entre a banda de coerência e a largura de faixa do sinal transmitido. Para um canal seletivo em freqüência, nem todas as componentes de freqüência do sinal são afetadas de forma correlacionada. Por outro lado, quando a faixa ocupada pelo sinal é muito menor que a banda de coerência, o canal é caracterizado de desvanecimento plano.

Tempo de coerência

O parâmetro *tempo de coerência*, T_c, é o valor médio do intervalo de tempo em que a resposta do canal apresenta um grau de correlação significativo. Este parâmetro está relacionado à largura do espectro de potência Doppler (B_d) de forma recíproca, ou seja

$$T_c \propto \frac{1}{B_d} \ , \tag{2-9}$$

onde o símbolo $\propto$ significa "proporcional a". O espectro de potência Doppler é a função que representa o espalhamento espectral proporcionado pelo canal na transmissão de uma senóide ($x_l(t) = 1$). Considerando canais de propagação em macro-células, nos quais a variação ao longo do tempo é determinada pela mobilidade do terminal, a largura B_d do espectro Doppler é calculada pela expressão

$$B_d = \frac{v}{\lambda} \ , \tag{2-10}$$

onde v é a velocidade relativa entre transmissor e receptor, e λ representa o comprimento de onda da portadora do sinal transmitido.

Quando T_c é considerado o intervalo de tempo durante o qual a resposta do canal apresenta correlação maior do que 0,5 , a relação entre T_c e B_d é aproximadamente igual a

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi B_d} \ . \tag{2-11}$$

Uma alternativa normalmente usada em projetos de sistemas digitais é definir T_c como a média geométrica entre as equações (2-11) e $T_c = 1/B_d$, resultando em:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi B_d^2}} \approx \frac{0,423}{B_d} \ . \tag{2-12}$$

Se o tempo decorrido entre os instantes de chegada de dois sinais for maior que T_c, pode-se dizer que estes sinais foram afetados de maneira distinta pelo canal [10].

2.3.2
Caracterização estatística completa de 1^a ordem de $h(\tau, t)$

Fixado o parâmetro t em (2-5), a caracterização estocástica de $h(\tau, t)$ é determinada em função da estatística de primeira ordem assumida para os parâmetros $\{\theta_i\}$,$\{\tau_i\}$ e $\{\alpha_i\}$. Na literatura, há um conjunto de trabalhos [35][36][37][38] (dentre outros) que endereçam a simulação e modelagem de canais móveis e fazem, implícita ou explicitamente, hipóteses acerca das propriedades estatísticas destas variáveis. Na maior parte dos casos, tais hipóteses são corroboradas por medidas de campo. Com base nestes trabalhos, apresenta-se a seguir as propriedades de $\{\theta_i\}$,$\{\tau_i\}$ e $\{\alpha_i\}$ assumidas no desenvolvimento realizado no Capítulo 3.

$\{\theta_i\}$

As fases $\theta_i = 2\pi f_c \tau_i$ são mutuamente independentes, independentes dos demais parâmetros, e idêntica e uniformemente distribuídas em $[0{,}2\pi)$. Esta hipótese é amplamente adotada na literatura, e é justificada pelo fato de que pequenas diferenças em τ_i produzem grandes variações sobre a fase RF θ_i, para os valores de f_c normalmente empregados em sistemas móveis.

$\{\tau_i\}$

As variáveis de atraso τ_i têm distribuição de probabilidade idêntica, $f_\tau(.)$, são descorrelacionadas entre si (hipótese US) e independentes dos demais parâmetros. Os modelos adotados para $f_\tau(.)$ serão vistos na Seção 2.4 .

$\{\alpha_i\}$

Os coeficientes de ganho do canal associados aos múltiplos percursos são considerados estatisticamente independentes dos demais parâmetros e iguais entre si em uma faixa restrita de valores de atraso, i.e.,

$$\alpha_i = \alpha_{ab} \,, \qquad \text{quando} \quad \tau_a < \tau_i < \tau_b \;. \tag{2-13}$$

Este modelo simplificado para os coeficientes α_i é implicitamente adotado em alguns trabalhos que propõem técnicas de simulação do canal móvel [39][40][41] (dentre outros). Neste caso, a função densidade de probabilidade das variáveis de atraso é proporcional ao espectro de potência por atraso considerado para o canal. Os trabalhos de Turin [42], Rappaport [43] e Pedersen [44] apresentaram resultados que indicam este comportamento do canal para áreas urbanizadas.

Cabe ressaltar que esta "invariância" das amplitudes pode ser observada também na variável t. Bertoni *et al.* [45], dentre outros autores, consideram que a variação da potência instantânea do canal é função apenas da combinação dos fasores $e^{j\theta_i}$, dentro de uma região (tipicamente 20 vezes o comprimento de onda) em que o efeito do sombreamento é aproximadamente constante . Portanto, nestes trabalhos, α é considerado constante ao longo do tempo em que o terminal está confinado à região mencionada, e função da distância entre transmissor e receptor e do grau de sombreamento.

2.4
Modelos de espalhamento temporal em macro-células

Com a introdução de matrizes de antenas em sistemas de comunicações sem-fio, surgiu a necessidade de se compreender melhor o espalhamento angular e temporal do sinal recebido, associado às componentes de multipercurso proporcionadas pelo canal. Para atingir este objetivo, vários modelos têm sido propostos [44][46][47][48] (dentre outros) para caracterizar o arranjo geométrico de espalhadores que circundam a base e o terminal . Estes modelos assumem que os elementos espalhadores estão aleatoriamente localizados em uma região bi-dimensional, de acordo com uma função densidade de probabilidade específica. Uma vez definida esta fdp, conhecendo-se os diagramas de irradiação e recepção das antenas, e admitindo-se que as versões atrasadas do sinal chegam ao receptor após refletirem uma vez nos espalhadores (modelo “single-bounce”), é possível deduzir a fdp conjunta de ToA e AoA, bem como as fdp’s marginais destes dois parâmetros.

A Figura 2.1 mostra a geometria do problema. O terminal encontra-se a uma distância D da base e a variável de atrasos τ associada aos multipercursos é dada por

$$\tau = \frac{1}{c}(r_b + r_m) = \frac{1}{c}\left(r_b + \sqrt{r_b^2 + D^2 - 2r_b\cos\beta}\right) , \qquad (2\text{-}14)$$

onde β é o ângulo de chegada do sinal na base, e r_b e r_m representam as distâncias do elemento espalhador à base e ao móvel, respectivamente.

Embora apenas um espalhador seja mostrado na figura, admite-se que há um conjunto de espalhadores em torno do terminal, tratados como elementos refletores omnidirecionais, com densidade (concentração) descrita pela fdp $f_{xy}(X,Y)$. Os sinais recebidos são ondas planas que propagam-se no plano horizontal, e admite-se a princípio que os diagramas de irradiação e recepção das antenas são omnidirecionais[1].

A quantidade $f_{xy}(X,Y)dXdY$ pode ser interpretada de duas maneiras: 1)corresponde à probabilidade de que espalhadores estejam localizados em (X,Y) (coordenadas em relação ao terminal) dentro de uma área

[1]Esta restrição simplifica o desenvolvimento matemático, porém outros diagramas podem ser considerados na análise, bastando para isto redefinir $f_{xy}(X,Y)$ e/ou as fdp’s de τ e β.

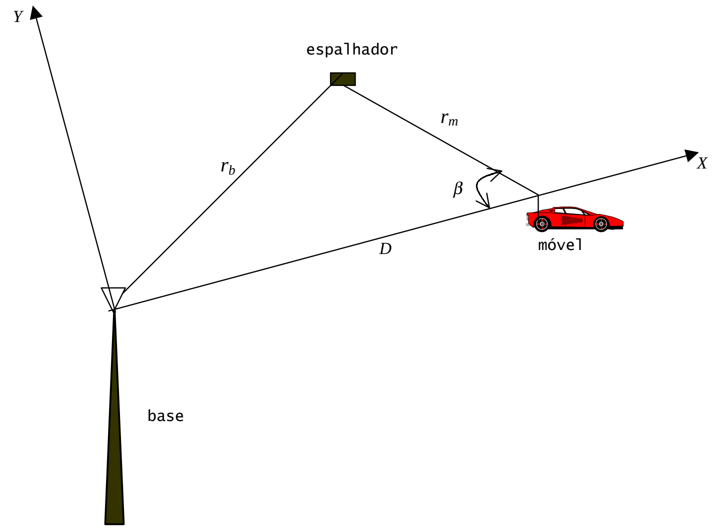

Figura 2.1: Geometria do espalhamento do sinal.

$dXdY$; ou 2)especifica a intensidade relativa da reflexão produzida pelos elementos localizados em uma área elementar em torno de (X, Y). Os modelos usualmente assumidos para f_{xy} correspondem aos arranjos *elíptico*, *circular* e *gaussiano*. Os dois primeiros admitem que f_{xy} é uniforme em uma região conhecida e limitada do plano, e o último supõe uma distribuição gaussiana de espalhadores em torno do terminal.

Apresenta-se a seguir as expressões encontradas para a fdp dos valores de atraso ($f_\tau(\tau)$) correspondentes a cada modelo. É mostrada também a comparação realizada em [48], que verifica a validade das três propostas quando confrontadas com medidas de campo. Estes resultados serão utilizados nos Capítulos 3 e 4 desta tese, que apresentam uma técnica de mitigação do erro por NLOS baseada nas propriedades estatísticas do espalhamento temporal do canal.

2.4.1 Modelo Elíptico

A geometria admitida para o modelo de espalhamento elíptico (modelo de Liberti) está mostrada na Figura 2.2. Os espalhadores estão uniformemente distribuídos no interior da elipse Ω, com focos na base e no terminal. Ou seja,

$$f_{xy}(X, Y) = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi a_m b_m}\,, & (X, Y) \in \Omega \\ 0\,, & \text{caso contrário,} \end{cases} \tag{2-15}$$

onde os parâmetros a_m e b_m representam os comprimentos dos semi-eixos maior e menor da elipse, respectivamente, e são dados por

$$a_m = \frac{c\tau_{max}}{2} \quad (2\text{-}16)$$

$$b_m = \frac{\sqrt{c^2\tau_{max}^2 - D^2}}{2} \; . \quad (2\text{-}17)$$

O parâmetro τ_{max} é o valor máximo da variável de atrasos, considerando que o sinal reflete no conjunto de espalhadores contido no interior da elipse Ω.

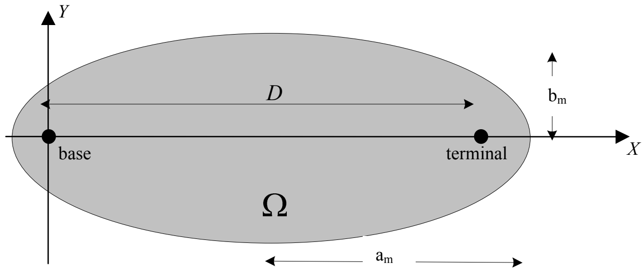

Figura 2.2: Geometria elíptica para a distribuição dos espalhadores.

Após algumas manipulações algébricas simples, realizadas em [47], é possível obter a fdp conjunta dos parâmetros τ e β ($f(\tau,\beta)$). A alternativa natural para o cálculo da fdp marginal do parâmetro ToA, $f_\tau(\tau)$, seria portanto integrar $f(\tau,\beta)$ na variável β. No entanto, esta não é a melhor estratégia em se tratando do modelo elíptico ou qualquer outro modelo de espalhamento, pois as expressões resultantes são matematicamente intratáveis. A melhor abordagem é calcular a função distribuição cumulativa (fdc) de τ, e depois derivar (em τ) a expressão resultante. Esta fdc pode ser facilmente obtida se for observado que ela corresponde à probabilidade de o espalhador (que produz o atraso τ) estar no interior da elipse Σ, mostrada na Figura 2.3, cujo eixo maior é $c\tau^*$ e tem focos localizados na base e no terminal. Assim, no caso em que a função densidade de espalhamento é uniforme, a fdc do parâmetro ToA seria dada por

$$F_\tau(\tau^*) = \Pr(\tau \leq \tau^*) = \frac{A_\tau}{A} \; , \quad (2\text{-}18)$$

onde A_τ é a área de intersecção da elipse Σ com a região que contém os espalhadores, cuja área é A.

Para o modelo elíptico, A_τ é a própria área da elipse Σ, uma vez que

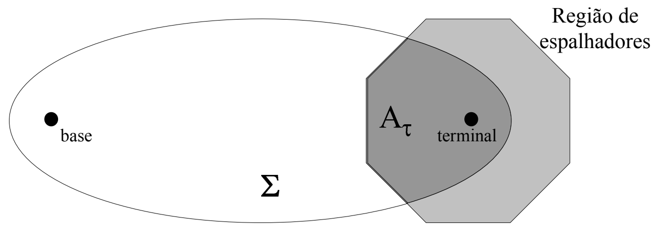

Figura 2.3: Cálculo da função distribuição cumulativa de ToA.

a elipse Ω contém Σ (admitindo-se $\tau_{max} \geq \tau$). Portanto,

$$A_\tau(\tau) = \pi a_\tau b_\tau = \frac{\pi \tau c}{4}\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}\ . \tag{2-19}$$

Substituindo (2-19) em (2-18), e considerando $A = \pi a_m b_m$, resulta

$$F_\tau(\tau) = \frac{\tau c}{4 a_m b_m}\sqrt{\tau^2 c^2 - D^2}\ , \tag{2-20}$$

cuja derivada em relação a τ dá o resultado pretendido

$$f_\tau(\tau) = \begin{cases} \dfrac{c(2\tau^2c^2 - D^2)}{4a_m b_m\sqrt{\tau^2c^2 - D^2}} & \dfrac{D}{c} \leq \tau \leq \tau_{max}\ , \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{2-21}$$

A Figura 2.4 mostra o gráfico de (2-21) para $D = 1000$ m e $\tau_{max} = 5$ μs. Observa-se que há uma descontinuidade em $\tau = D/c$.

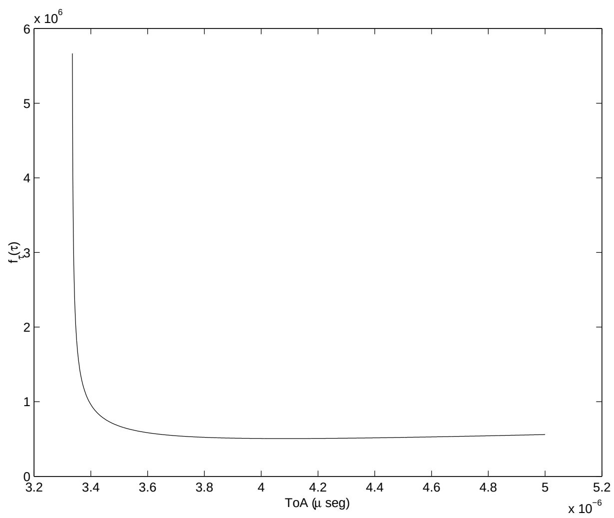

Figura 2.4: Função densidade de probabilidade de τ considerando o modelo elíptico de espalhamento, para $D = 1000$ m.

Como pode ser observado, o modelo elíptico ignora as componentes de multipercurso com valores de atraso maiores do que τ_{max}. Segundo os autores em [47], isto justificaria em alguns casos a adoção deste modelo, pois na prática percursos com valores de atraso elevados sofrem maior atenuação e portanto têm menor probabilidade de serem recebidos comparado às componentes com menor valor de atraso. Além disso, observa-se também que o espalhamento elíptico admite reflexões próximas à base e ao terminal. Esta característica é típica de ambientes com pico-células, e pouco observada em sistemas cujas antenas das bases têm alturas maiores do que as edificações, que é o caso macro-celular.

2.4.2 Modelo Circular

Sob o modelo de espalhamento circular, admite-se que os espalhadores estão distribuídos uniformemente em um círculo de raio R, em torno do móvel, como mostra a Figura 2.5. Portanto, f_{xy} fica definido por

$$f_{xy}(X,Y) = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi R^2}\,, & \sqrt{(X-D)^2+Y^2} \leq R \\ 0\,, & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{2-22}$$

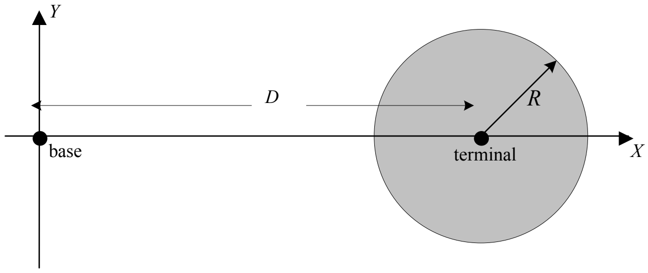

Figura 2.5: Geometria circular para a distribuição dos espalhadores.

Observa-se, portanto, que ao contrário do modelo elíptico, na geometria circular as reflexões ocorrem somente próximas ao terminal.

Como f_{xy} é uniforme, a função distribuição cumulativa de τ pode ser diretamente calculada pela expressão (2-18). A área A_τ é dada pela intersecção da elipse Σ com a região circular, como mostra a Figura 2.6. Após algumas manipulações algébricas, chega-se à seguinte expressão para A_τ [47]:

$$A_\tau(\tau) = R^2\alpha + \frac{D^2-\tau^2c^2}{4}\left[\frac{-\pi\tau c}{\sqrt{\tau^2c^2-D^2}} + \frac{D\,\mathrm{sen}(\alpha)}{\tau c - D\cos(\alpha)} + \frac{2\tau c}{\sqrt{\tau^2c^2-D^2}}\mathrm{atan}\left(\frac{\sqrt{\tau^2c^2-D^2}\tan(\alpha/2)}{\tau c - D}\right)\right]\,, \tag{2-23}$$

onde α é o ângulo assinalado na Figura 2.6, e é dado por

$$\alpha = \text{acos}\left(\frac{D^2 + 2R\tau c - \tau^2 c^2}{2RD}\right) . \tag{2-24}$$

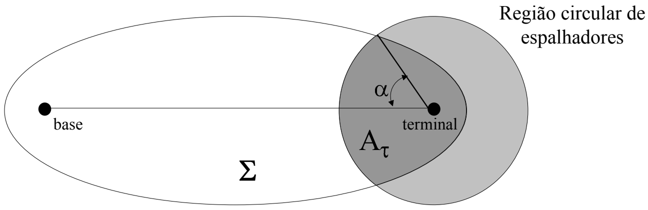

Figura 2.6: Cálculo da fdp de τ para o modelo circular.

Derivando-se a expressão (2-23) com relação a τ, e depois dividindo-a por $A = \pi R^2$, resulta finalmente na expressão para $f_\tau(\tau)$ no modelo circular:

$$f_\tau(\tau) = \frac{c}{\pi R^2}\cdot\left[\frac{\pi\tau^2 c^2 k_2 - \tau c k_2^2 + \pi k_2 k_1^2 + \tau c k_1^2 - 2Rk_1^2}{4k_1 k_2} + \frac{\tau^2 c^2 k_0 k_4 + \tau c k_0 k_1^2}{2k_4^2 + 2k_0^2 k_1^2} + \frac{\tau^2 c^2 + k_1^2}{2k_1}\text{atan}\left(\frac{k_0 k_1}{k_4}\right) - \frac{R - \tau c}{\sqrt{4R^2 D^2 - k_3^2}}\left(2R^2 + \frac{\tau c k_1^2 k_4 (1 + k_0^2)}{2k_4^2 + 2k_0^2 k_1^2}\right)\right] , \tag{2-25}$$

onde

$$\begin{aligned}
k_0 &= \tan\left(\frac{1}{2}\text{acos}\left(\frac{-\tau^2 c^2 + D^2 + 2R\tau c}{2RD}\right)\right) \\
k_1 &= \sqrt{\tau^2 c^2 - D^2} \\
k_2 &= \sqrt{D^2 - 4R^2 - \tau^2 c^2 + 4R\tau c} \\
k_3 &= D^2 - \tau^2 c^2 + 2R\tau c \\
k_4 &= D - \tau c
\end{aligned}$$

A curva de $f_\tau(\tau)$ para $D = 1000$ m e $R = 100$ m é apresentada na Figura 2.7. Assim como no modelo elíptico, a função tem singularidade em $\tau = D/c$, com grande concentração de valores de atraso em torno deste ponto.

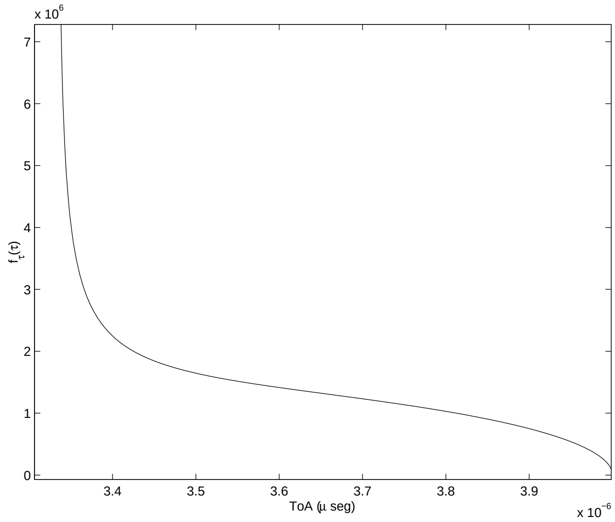

Figura 2.7: Função densidade de probabilidade de τ considerando o modelo circular de espalhamento, para $D = 1000$ m e $R = 100$ m.

2.4.3 Modelo Gaussiano

O modelo gaussiano é proposto em [48] e admite que a densidade de espalhadores em torno do móvel tem distribuição Gaussiana circular:

$$f_{xy}(X,Y) = \frac{1}{2\pi\sigma_s} e^{-r_m^2/2\sigma_s^2} \quad \text{(2-26)}$$

onde $r_m^2 = X^2 + Y^2$ (Figura 2.1) e o desvio padrão σ_s está associado à largura da região de espalhadores. Para uma dada distância D entre o transmissor e receptor, um valor relativamente pequeno para σ_s significa que os multipercursos têm origem em espalhadores próximos ao terminal. Valores mais altos de σ_s correspondem à situação em que o sinal transmitido pode refletir em espalhadores próximos à base.

Em [48] é demonstrado que a fdp do parâmetro ToA para o modelo gaussiano é dada por

$$\begin{aligned} f_\tau(\tau) = {} & \frac{1}{2\pi\tau_0} D_s^2 \frac{\exp(-D_s^2\tau_n^2/8)}{\sqrt{\tau_n^2 - 1}} \times \\ & \int_0^{\pi/2} [\tau_n^2 - \mathrm{sen}^2\theta] \exp(-D_s^2 \mathrm{sen}^2\theta/8) \cosh\left(\frac{\tau_n D_s^2 \mathrm{sen}\theta}{4}\right) d\theta, \\ & (\tau > \tau_0) \quad \text{(2-27)} \end{aligned}$$

onde $\tau_0 = D/c$, $\tau_n = \tau/\tau_0$ e $D_s = D/\sigma_s$. Tal como nos modelos elíptico e circular, $f_\tau(\tau)$ para o modelo gaussiano também apresenta uma singularidade no ponto $\tau_n = 1$ ($\tau = \tau_0$). É possível ainda estabelecer os seguintes limites inferior e superior para a expressão em (2-27):

$$f_1(\tau)e^{-D_s^2/8} \leq f_\tau(\tau) \leq f_1(\tau)\ , \tag{2-28}$$

onde

$$f_1(\tau) = \frac{D_s^2}{4\tau_0}\frac{e^{(-D_s^2\tau_n^2/8)}}{\sqrt{\tau_n^2-1}}\left[\frac{I_1(D_s^2\tau_n/4)}{D_s^2\tau_n/4} + (\tau_n^2-1)I_0(D_s^2\tau_n/4)\right] \tag{2-29}$$

na qual $I_n(.)$ representa a função de Bessel modificada do primeiro tipo e de ordem n.

A Figura 2.8 mostra o gráfico da equação (2-27) para $D = 1000$ m e $\sigma_s = 150$ m ($D_s = 6,67$).

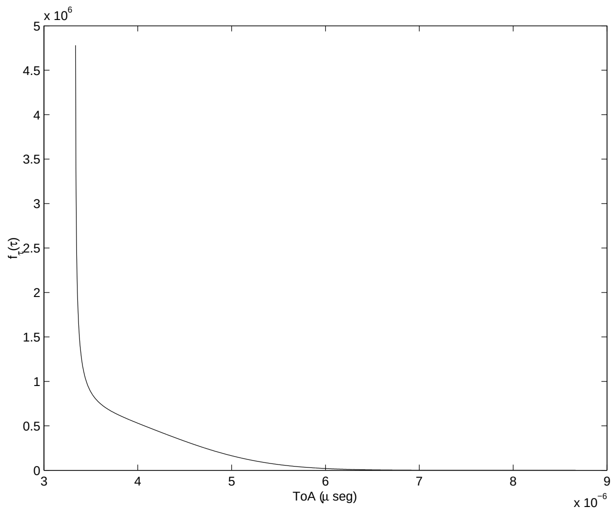

Figura 2.8: Função densidade de probabilidade de τ considerando o modelo gaussiano de espalhamento, para $D = 1000$ m e $\sigma_s = 150$ m.

2.4.4
Comparação entre os modelos

A fim de verificar a validade dos modelos apresentados, e das expressões resultantes para a estatística do tempo de chegada, compara-se os resultados teóricos, previsto por cada modelo, com os resultados de medidas disponíveis em [44].

Pedersen *et al.* [44] conduziram experimentos na área urbana das cidades de Aarhus (Dinamarca) e Estocolmo (Suécia), com o objetivo de obter a estatística do ângulo e tempo de chegada dos sinais recebidos para estes ambientes. As medidas foram realizadas utilizando sinais faixa-larga, com uma freqüência de portadora de 1,8 GHz e taxa de transmissão de chip de $1/T_c = 4096$ Mcps. Os sinais recebidos por cada elemento da matriz de antenas do receptor foram simultaneamente amostrados a cada $T_s = T_c/2 = 122$ ns. A cidade de Aarhus, em particular, tem prédios de quatro a seis andares, com 20 m de altura em média, e ruas formando um *grid* irregular. A antena da estação base foi montada com alturas de 20 ou 32 m. Em quase todas os enlaces, não havia linha de visada (LOS) entre base e terminal. As Figuras 2.9 e 2.10 mostram os histogramas relativos aos resultados obtidos nesta cidade, para os parâmetros AoA e ToA respectivamente. As larguras dos *bins* nestes gráficos, que na realidade correspondem à resolução conseguida pelo *set-up* de medidas, é de 1^o na Figura 2.9, e 122 ns na Figura 2.10.

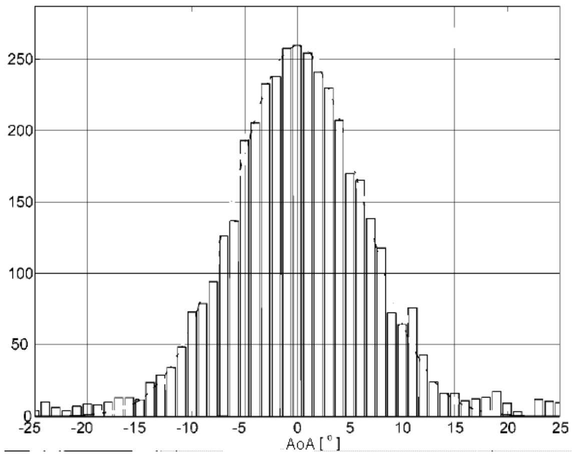

Figura 2.9: Histograma relativo aos dados de AoA obtidos na cidade de Aarhus.

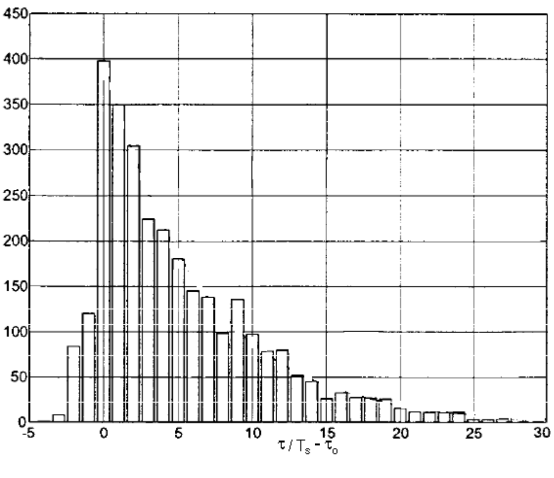

Figura 2.10: Histograma relativo aos dados de ToA obtidos na cidade de Aarhus.

Para verificar se os modelos elíptico, circular e gaussiano de espalhamento conseguem reproduzir os resultados mostrados nas figuras acima, é necessário definir os valores dos parâmetros característicos de cada modelo que aparecem nas expressões de $f_\beta(\beta)$ e $f_\tau(\tau)$. Especificamente, deve-se estabelecer valores para a_m e b_m (modelo elíptico), R (modelo circular) e σ_s (modelo gaussiano). O parâmetro correspondente à distância entre transmissor e receptor (D), presente em todos os modelos, deve ser também determinada pois o seu valor não é informado em [44].

Em [48] os valores destes parâmetros são determinados de forma que haja correspondência entre o desvio padrão das medidas de ângulo (β_{rms}) e tempo de chegada (τ_{rms}), obtidos na cidade Aarhus, e os valores previstos pelos modelos. Para os histogramas das Figuras 2.9 e 2.10, $\beta_{rms} = 6^o$ e $\tau_{rms} = 0,682\ \mu$s. Sabendo-se que o valor de τ_{rms} previsto pelo modelo gaussiano é dado aproximadamente por [48]

$$\tau^g_{rms} \approx 4,364\sigma_s \quad \text{(ns)} \ , \tag{2-30}$$

e que β_{rms} em função de σ_s/D dá origem à curva mostrada na Figura 2.11, conclui-se que os valores de σ_s e D correspondentes seriam de 156,3 m e 1500 m, respectivamente, para o modelo gaussiano.

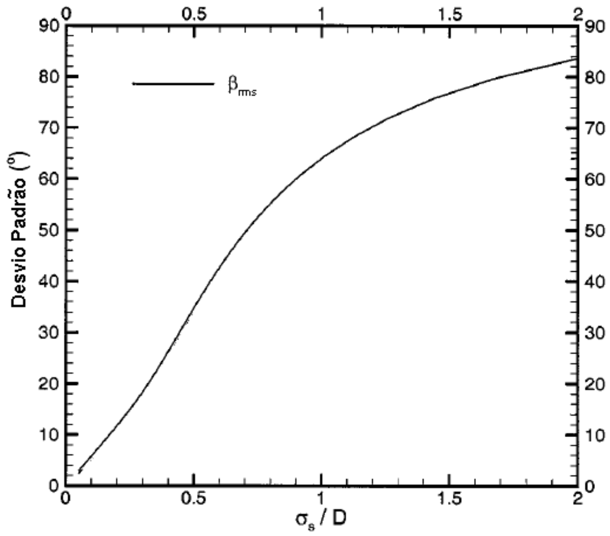

Figura 2.11: Desvio padrão do espalhamento angular em função de σ_s/D, medido na cidade de Aarhus.

Para o modelo circular, é possível verificar que o desvio padrão em ângulo é aproximadamente igual a $R/2D$ radianos [47]. Portanto, um valor de $R/D = 0,209$ produz $\beta_{rms} = 0,104$ rd (6^o). Não há forma fechada para o desvio padrão em τ, porém, para a razão R/D mencionada, é possível determinar numericamente que um valor de $D = 1,7$ km produz o valor de τ_{rms} encontrado nas medidas.

Quanto ao modelo elíptico, é necessário que a elipse na qual estão contidos os espalhadores tenha um alto valor de excentricidade para que se produza um desvio padrão de 6^o em ângulo. Com base no desenvolvimento feito em [47] para o espalhamento angular, verifica-se que uma razão de $D/2a_m = 0,9947$ é necessária para $\beta_{rms} = 6^o$. Para este valor de razão, o desvio padrão do espalhamento angular é dado por $1,586 \times 10^{-3}\tau_{max}$. Com $\tau_{rms} = 0,682$ μs, resulta $\tau_{max} = 400$ μs, o que corresponde a uma distância de 128,35 km. Este valor está bem acima da distância real, o que de certa forma pode ser explicado pela dificuldade de o modelo elíptico reproduzir as características de espalhamento do sinal em um ambiente macro-celular.

A Figura 2.12 mostra os resultados obtidos por Pedersen *et al.* em Aarhus para o espalhamento angular, comparado às curvas de $f_\beta(\beta)$ para os três modelos. Observa-se que a curva prevista pelo modelo gaussiano tem notável semelhança com os resultados experimentais, enquanto que as curvas dos modelos elíptico e circular diferem significativamente.

O mesmo ocorre na Figura 2.13, que mostra $\tau_{rms}p(\tau)$ versus $(\tau - \tau_0)/\tau_{rms}$ para os dados medidos e para os três modelos considerando $\tau_{rms} = 0,682$ μs. O modelo gaussiano consegue também, neste caso, reproduzir o espalhamento temporal medido com grande precisão, o que não acontece com os outros dois modelos.

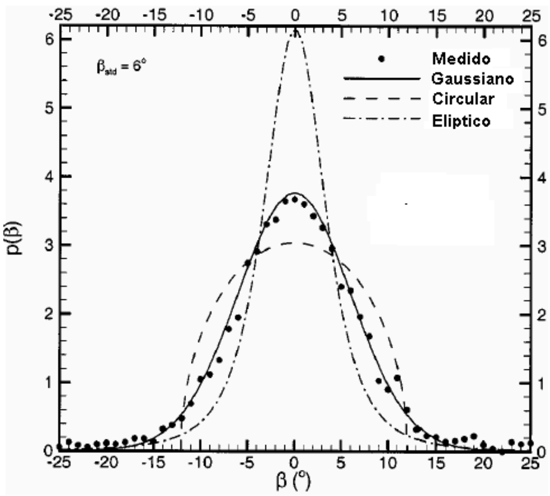

Figura 2.12: Comparação de $p_\beta(\beta)$ nos modelos gaussiano, circular e elíptico com as medidas obtidas em Aarhus.

Em [48] são feitas comparações adicionais entre os modelos de espalhamento, com base nos espectros de potência por atraso e por ângulo, e utilizando dados obtidos na cidade de Estocolmo. As curvas teóricas geradas assumindo a hipótese de espalhamento gaussiano apresentaram, mais uma

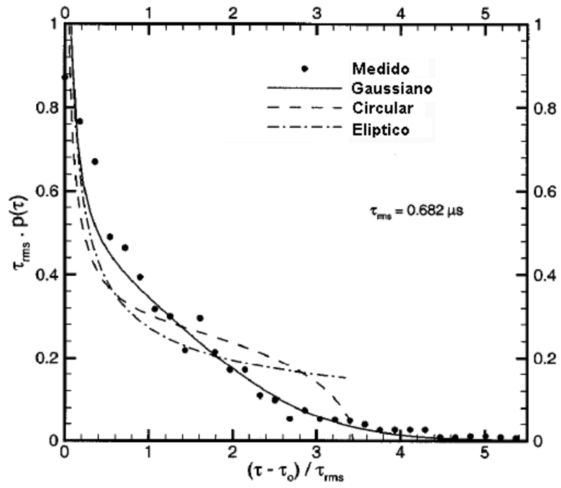

Figura 2.13: Comparação de $p_\tau(\tau)$ nos modelos gaussiano, circular e elíptico com as medidas obtidas em Aarhus.

vez, estreita correspondência com as medidas. O mesmo não ocorreu para o espalhamento circular.

Estes exemplos indicam uma superioridade do modelo gaussiano em relação aos demais para ambientes urbanos e macro-celulares. Embora a comparação tenha utilizado como referência dados obtidos em apenas duas cidades, estas reproduzem o cenário típico preconizado pelo modelo COST-207[2]. O modelo gaussiano de espalhamento é portanto uma opção apropriada para simulação e análise de sistemas em ambientes de propagação observados em macro-células.

2.5 Caracterização do estado de NLOS

A hipótese apresentada por Thomas *et al.* [49] afirma que o erro de NLOS, definido pelo produto $\boldsymbol{\alpha\delta}$ na equação (1-6), ocorre devido a dois tipos de anteparos: *locais* e *celulares*. Os primeiros estariam próximos ao terminal e impediriam que sinais propagando-se no plano vertical (plano que contém as antenas da base e do terminal) chegassem ao receptor. Os últimos seriam constituídos por edificações próximas à base, com alturas da ordem da altura da antena da base, nos quais o sinal apenas difrata antes de chegar ao terminal. A Figura 2.14 mostra um cenário com a presença destes dois tipos de anteparo.

A partir desta classificação de espalhadores, admite-se que o erro de NLOS pode ser modelado por dois processos independentes, que somados

[2] Esta afirmação é feita com base no espalhamento temporal observado nos enlaces realizados em ambas as cidades.

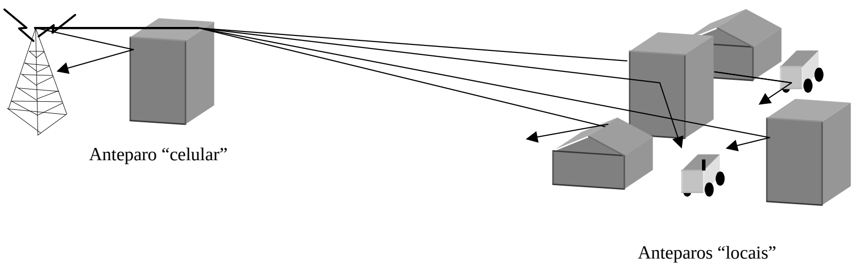

Figura 2.14: Anteparos *locais* e *celulares* em macro-células.

resultaria no erro por NLOS percebido nas medidas de ToA. Ou seja, segundo estes autores, este erro poderia ser decomposto em

$$e_{NLOS} = \alpha_l \delta_l + \alpha_c \delta_c \tag{2-31}$$

onde os subscritos “l” e “c” referem-se respectivamente a *local* e *celular*.

Como mencionado, de acordo com este modelo, os anteparos *celulares* apenas difratam o sinal no topo das edificações. Isto provoca, principalmente, alteração na coerência do sinal, atenuação e deflexão angular. Todavia, parece razoável admitir que o acréscimo de tempo às medidas de ToA devido a esta difração é desprezível. Isto porque em macro-células as distâncias entre base e terminal são tipicamente maiores que 200 m, enquanto que a altura das antenas das bases e edificações são da ordem de poucas dezenas de metros. Neste caso , os “desvios” originados pelos anteparos próximos da base são pequenos comparados à distância em LOS. Por exemplo, na Figura 2.15, que mostra o percurso em LOS (A) entre base e terminal e um percurso originado pela difração em um anteparo *celular* no plano vertical (percurso B), se $d = 700$ m, $h_{BS} = h_P = 20$ m, $h_{MS} = 2$ m e $l = 20$ m, a diferença medida em metros entre os dois caminhos seria de apenas 6,8 mm, que representa 0,01% da distância em LOS.

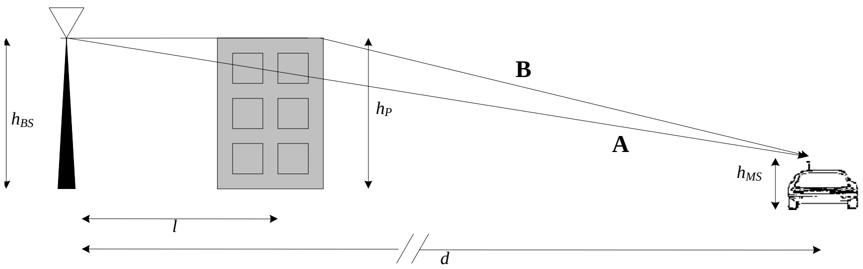

Figura 2.15: Comparação dos percursos em LOS e NLOS com difração em anteparo *celular*.

Em outras palavras, para valores típicos de parâmetros do ambiente macro-celular, cabe a seguinte simplificação no modelo de Thomas *et al.*

$$\alpha_c \delta_c \approx 0 \quad , \tag{2-32}$$

e o erro por NLOS seria dado em função somente da interação do sinal com anteparos próximos ao terminal, ou seja

$$e_{NLOS} \approx \alpha_l \delta_l = \alpha \delta \quad . \tag{2-33}$$

2.5.1 Caracterização de α

Proposta de Thomas *et al.* [49]

Em [49] o parâmetro α associado aos anteparos *locais* é caracterizado pela definição de P_{LLOS} e L_{LLOS}, que representam respectivamente a probabilidade de ocorrência do estado LOS ($\alpha = 0$) e a duração deste estado.

O valor de P_{LLOS} tem valor fixo, definido de acordo com o tipo de ambiente. Arbitra-se que P_{LLOS} vale 1 ; 0,8 e 0,2 respectivamente nos ambientes rural, suburbano e urbano. O parâmetro L_{LLOS} por sua vez é uma variável aleatória com fdp Gaussiana, de média m_{LLOS} e desvio padrão $m_{LLOS}/3$. O parâmetro m_{LLOS} também é definido de acordo com o grau de urbanização considerado.

Proposta de Wang *et al.* [16]

A proposta de Wang *et al.* em [16] (também adotada em [50]) é modelar a evolução no tempo da seqüência de estados LOS/NLOS como uma cadeia de Markov homogênea de dois estados. Portanto, o tempo de permanência em cada estado é uma variável exponencial, e a probabilidade de que o canal esteja no estado LOS é dada por [51]

$$p_0 = (1 + \frac{\mu_1}{\mu_0})^{-1} \quad , \tag{2-34}$$

enquanto que o estado de NLOS tem probabilidade $p_1 = 1 - p_0$. Os parâmetros μ_0 e μ_1 representam o tempo de permanência médio em cada estado e seus valores podem ser determinados pela relação

$$\mu_i = \frac{\bar{L}_i}{v} \tag{2-35}$$

onde v é a velocidade média do móvel e $\bar{L}_i$ representa, para $i = 1$, o comprimento médio da "sombra" provocada pelo anteparo na rota do móvel, e para $i = 0$, o comprimento médio dos "claros", que permitem a propagação em LOS.

Por fim, convém ressaltar que algumas hipóteses apresentadas carecem ainda de comprovação. Medidas de campo e/ou programas de predição de propagação (traçado de raios) seriam meios úteis para este fim.

2.5.2 Caracterização da polarização δ

Função densidade de probabilidade de primeira ordem

Como mencionado anteriormente, a polarização δ produzida sobre as medidas de ToA devido a propagação em NLOS é, em princípio, modelada por uma variável aleatória que assume valores não-negativos. As principais propostas para a fdp de primeira ordem de δ são:

- Uniforme [25]
  Admite-se que δ é uniformemente distribuída no intervalo $[0, 1000/c]$:

$$p_\delta(\Delta) \sim \mathbb{U}[0, 1000/c]. \tag{2-36}$$

- Exponencial [15],[52]

$$p_\delta(\Delta) = \begin{cases} \lambda e^{-\lambda\Delta} & \Delta \geq 0 \;\; ; \;\; \lambda > 0, \\ 0 & \Delta < 0. \end{cases} \tag{2-37}$$

- Proposta de Thomas *et al.* [19]
  Segundo os autores, pode-se mostrar (o artigo omite a demonstração) que a fdp do tempo de chegada do sinal é dada por

$$p_\delta(\Delta) = \begin{cases} \dfrac{P_{det} N}{\tau_{max} - \tau_{min}} \left[1 - P_{det} \dfrac{\Delta}{\tau_{max} - \tau_{min}} \right]^{N-1} & 0 \leq \Delta \leq \tau_{max} - \tau_{min} \;, \\ 0 & \text{caso contrário.} \end{cases} \tag{2-38}$$

  onde N representa o número de percursos originados pelo canal, sendo cada percurso associado a um valor de atraso uniformemente distribuído no intervalo $[\tau_{min}, \tau_{max}]$, e P_{det} é a probabilidade de que um espalhador próximo ao terminal dê origem a um percurso para o sinal. Admite-se que cada espalhador tem o mesmo valor de P_{det}.

A função em (2-38) apresenta uma curva semelhante à fdp exponencial, mas tem suporte finito. Além disso, quando P_{det} é muito baixo, indicando uma situação em que o sinal pode não ser detectado, é possível que a integral sobre $[\tau_{min}, \tau_{max}]$ seja menor que 1.

– Proposta de Caffery *et al.* [12][53]
Estes autores admitem que $p_\delta(\Delta)$ pode ser calculada com base no arranjo geométrico de espalhadores em torno do terminal. Alguns modelos utilizados para caracterizar a topologia dos espalhadores nos cenários macro e micro-celular foram apresentados no item 2.4 deste capítulo, e com base em tais modelos foi visto que é possível determinar $f_\tau(\tau)$, i.e., a fdp dos valores de atrasos do sinal recebido. Caffery et al. em [12] e [53] consideram simplificadamente que

$$p_\delta(\Delta) = f_\tau(\Delta + \tau_0) \ ,$$

onde τ_0 é o tempo de propagação em linha reta do sinal.

Função autocorrelação

Muitos autores admitem [17][25][31][32], às vezes implicitamente, que o erro δ pode ser modelado por um processo discreto no tempo estacionário, com amostras descorrelacionadas entre si, isto é

$$R_\delta(k) = \mathrm{E}[\delta_n \delta_{n-k}] = \begin{cases} \mathrm{E}^2[\delta_n] & k = 0, \\ 0 & k \neq 0. \end{cases} \tag{2-39}$$

Esta suposição mostra-se oportuna para algumas técnicas de mitigação do erro por NLOS, pois permite identificar prontamente o estado do canal (NLOS ou LOS): compara-se o desvio padrão das medidas de ToA, obtido através de uma média no tempo, com um limiar previamente estabelecido. Sob a hipótese de descorrelação entre amostras, quando o canal encontra-se em NLOS, o desvio padrão medido é maior que o limiar. No entanto, a hipótese admitida em (2-39) parece ser inverossímil. Para que de fato ocorresse, seria necessário que a distribuição geométrica de espalhadores em torno do terminal fosse estatisticamente independente da distribuição encontrada após o móvel ter percorrido $v\Delta_t$ metros, onde v é a velocidade do móvel, e Δ_t é o intervalo entre medidas de ToA (intervalo de amostragem). Mesmo considerando uma alta velocidade de deslocamento, Δ_t é tipicamente da ordem de fração de segundos, tornando improvável a hipótese ventilada.

Por sua vez, Wang *et al.* em [16] admite que a evolução de δ ao longo do tempo pode ser dada por um processo autoregressivo [54]. Especificamente, δ_k seria dado por

$$\delta_k = e^{-v\Delta_t/d_c}\delta_{k-1} + \sqrt{1 - e^{-2v\Delta_t/d_c}}u_k \tag{2-40}$$

onde v e Δ_t representam a velocidade e o intervalo entre amostras, d_c é denominada de distância de correlação, e u_k é uma seqüência de variáveis independentes, definidas por

$$u_k = cT_1\sqrt{d_k(a_k^2 + b_k^2)}\ , \tag{2-41}$$

onde T_1 representa a mediana do valor de atrasos (em μs) na distância de 1 km, d_k é a distância entre terminal e base, e as variáveis a_k e b_k são gaussianas normalizadas de média nula e independentes entre si.

Certamente a equação (2-40) representa um modelo mais apropriado, pois não admite a descorrelação entre amostras consecutivas e coloca a função autocorrelação de δ em função do grau de mobilidade do terminal.

2.6 Resumo do capítulo

Neste capítulo foi abordada a caracterização do canal de propagação móvel, visto como um sistema linear variante no tempo, cuja resposta ao impulso pode ser representada em banda básica pela expressão (2-5). As propriedades estatísticas do ganho, fase e valor de atraso associados aos múltiplos percursos foram definidas de acordo com modelos normalmente adotados na literatura. A fdp dos valores de atraso é determinada em função do modelo assumido para a distribuição geométrica de espalhadores em torno do terminal. Os modelos elíptico, circular e gaussiano são usuais, sendo que o último consegue notável correspondência com medidas obtidas em ambientes urbanos.

O efeito do estado de NLOS sobre as medidas de ToA é dado em função de duas variáveis aleatórias, uma que indica a existência ou não de linha de visada, e outra que representa o acréscimo (erro) de tempo medido na condição de NLOS. Este erro é significativo quando o sinal é bloqueado por anteparos *locais* (próximos) ao terminal.