

3

Modelos para Caracterização do Canal Banda Larga

De uma forma geral, a caracterização do canal de rádio propagação com seletividade espacial e temporal pode ser desenvolvida através da descrição geral de um canal linear variante no tempo. O comportamento do canal pode ser descrito em termos de funções que definem os mecanismos físicos que dominam o comportamento do canal. A primeira análise geral segundo esta linha foi desenvolvida por Zadeh [27], que utilizou filtros lineares variantes no tempo. Depois, Kailath [28] desenvolveu o seu trabalho na mesma linha, mas focado na caracterização do canal desenvolvido. Bello [29] no seu trabalho clássico, seguiu o trabalho dos seus predecessores e desenvolveu uma relação simétrica entre as funções do sistema no domínio do tempo e da frequência empregando a transformadas de Fourier.

No que diz respeito à caracterização do canal de banda larga sujeito a multipercursos, o trabalho seminal foi escrito por Turin [1] em 1972, e serviu de base para outros importantes trabalhos na área. Extensas análises dos vários modelos de canal banda larga podem ser encontrados em trabalhos de revisão [7], [30]. Vale à pena notar que grande parte das pesquisas em propagação de sinais banda larga em ambientes complexos não contempla as características espaciais do canal. Isto é devido ao fato que medidas de caracterização espacial são de extrema complexidade, uma vez que é muito mais difícil coletar dados espaço-temporais do que realizar medidas de resposta impulsiva. Entretanto, no momento em que se contempla o sistema de televisão digital como um sistema de múltiplas antenas, que permitem o uso de esquemas de diversidade espacial para, entre outras coisas, aumentar a extensão de área de cobertura, o desenvolvimento de modelos espaço-temporais se torna imprescindível. Os trabalhos de Ganesh e Pahlavan [4] e Todd [9], por exemplo, apresentaram resultados de medidas de propagação em ambientes internos levando em conta pequenos movimentos da antena receptora e de pessoas ao redor.

No presente trabalho foi utilizado como referência o modelo clássico de Saleh e Valenzuela [2]. O modelo é baseado num efeito observado pelos autores, a tendência dos multipercursos em ambientes complexos de formar grupos temporais denominados *clusters*. Trabalhos subseqüentes [4], [9] propuseram mudanças, principalmente nas distribuições de probabilidade dos tempos de chegada e na formulação estatística do problema.

A seguir, é apresentada a formulação geral de Bello, que estabelece alguns conceitos fundamentais, e o modelo de Saleh e Valenzuela, considerado o ponto de partida nesta tese. O modelo de Saleh e Valenzuela, no entanto, não é um modelo espacial, pois não inclui as características estatísticas dos ângulos de chegada. Este tipo de modelo, utilizado nas simulações descritas no capítulo 6, é analisado ao fim do capítulo.

3.1. Caracterização do Canal de Propagação em Banda Larga

3.1.1. Caracterização de Canais Determinísticos

O canal de rádio pode ser visto como um elemento do sistema que transforma sinais de entrada em sinais de saída. Este caso é análogo ao conceito de filtro linear, mas sem esquecer que o comportamento do canal é variante no tempo. Por este motivo, permitir que as características de transmissão do filtro sejam também variantes no tempo.

Supondo que o filtro tenha características determinísticas variante no tempo, é possível relacionar a saída e a entrada do filtro no domínio do tempo e da frequência por funções determinísticas. Assim o canal rádio móvel pode ser tratado como um sistema linear deterministicamente variante no tempo onde o comportamento do sistema é dado pela resposta ao impulso [23].

Se aplicarmos na entrada do filtro um sinal $x(t)$ representado pela sua envoltória complexa $y(t)$:

$$x(t) = \text{Re}[y(t)\exp(j2\pi f_c t)] \quad (3.1)$$

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

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau)h(t, \tau)d\tau \quad (3.2)$$

A equação (3.2) provê a representação física do canal como uma contribuição contínua de espalhadores estacionários, onde cada espalhador elementar acrescenta uma parcela $h(t, \tau)dt$ e provê retardos na faixa $(\tau, \tau + d\tau)$.

A caracterização do canal também pode ser definida no domínio da frequência, através do uso da função $H(f, \nu)$, que é a função dual da resposta impulsiva do canal variante no tempo $h(t, \tau)$. Assim, temos que no domínio da frequência a saída do canal segundo Bello [24],[29] é dada por:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} y(f - \nu)H(f - \nu, \nu)d\nu \quad (3.3)$$

Existem outras formas de caracterização do canal. Uma delas determina que a saída no domínio do tempo é expressa em termos do espectro do sinal na entrada do canal. Esta função é conhecida como a função de transferência variante no tempo $T(f, t)$. A relação de entrada e saída é dada por (3.4).

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} Y(f)T(f, t)\exp(j2\pi ft)df \quad (3.4)$$

$T(f, t)$, pode ser vista como a função que descreve a variação do canal na frequência ao longo do tempo e é definida como a transformada de Fourier da função $h(t, \tau)$ no domínio dos retardos.

$$T(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi f\tau) d\tau \quad (3.5)$$

Existe ainda outra função do sistema que dá uma definição explícita do multipercurso no domínio dos retardos e no domínio do deslocamento Doppler $S(\tau, \nu)$. A sua relação de entrada e saída é dada por:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) S(\tau, \nu) \exp(j2\pi\nu t) d\nu d\tau \quad (3.6)$$

$S(\tau, \nu)$ pode ser obtida através da transformada de Fourier no domínio do tempo de $h(t, \tau)$.

$$S(\tau, \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) \exp(-j2\pi\nu t) dt \quad (3.7)$$

Estas quatro funções que podem ser utilizadas para caracterizar o canal linear determinístico variante no tempo se relacionam entre eles através da transformada ou transformada inversa de Fourier como mostra a figura (3.1).

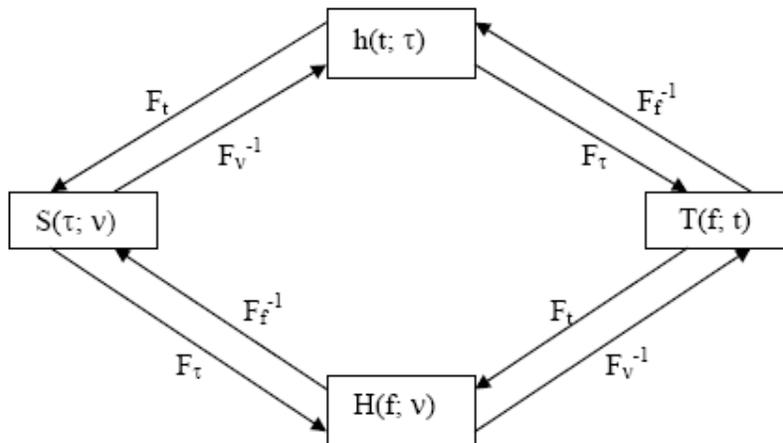


Figura 3.1. Relação entre as funções do sistema

3.1.2. Canais Aleatórios Variantes no Tempo

Até o presente momento apresentamos várias descrições do canal rádio e as relações entre elas, assumindo um comportamento determinístico. Num canal aleatório variante no tempo, as funções do sistema até aqui de definidas se comportam como processos estocásticos, sendo é necessário o conhecimento das funções de distribuições de probabilidade conjunta para se caracterizar o canal.

Uma maneira menos precisa, porém mais realizável é baseada na caracterização estatística em termos das funções de autocorrelação das funções do sistema. Nesta aproximação é possível obter as funções de autocorrelação na saída a partir do sinal de entrada conhecido.

Se a saída do canal é um processo gaussiano, a descrição em termos da média e a função de autocorrelação é considerada estatisticamente completa [2]. Na notação de envoltória complexa equivalente de um processo real limitado em faixa, define-se a função de autocorrelação da saída do canal como:

$$R_z(t, s) = E[z(t)z^*(s)] \quad (3.8)$$

Onde $E[.]$ define o valor esperado.

Substituindo (3.2) em (3.8) temos:

$$R_z(t, s) = E \left[\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau)y^*(s-\xi)h(t,\tau)h^*(s,\xi)d\tau d\xi \right] \quad (3.9)$$

$$R_z(t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t-\tau)y^*(s-\xi)R_h(t, s; \tau, \xi)d\tau d\xi \quad (3.10)$$

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

Da mesma forma que $R_h(t, s; \tau, \xi)$, são obtidas as funções de autocorrelação das outras funções do sistema:

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = E[h(t, \tau)h^*(s, \xi)] \quad (3.11)$$

$$R_H(f, l; v, u) = E[H(f, v)H^*(l, u)] \quad (3.12)$$

$$R_T(f, l; t, s) = E[T(f, t)T^*(l, s)] \quad (3.13)$$

$$R_S(\tau, \xi; v, u) = E[S(\tau, v)S^*(\xi, u)] \quad (3.14)$$

Nestas equações, τ e ξ são variáveis relacionadas ao retardo, enquanto que v e u são associadas ao deslocamento Doppler.

De maneira similar á aquela em que se relacionam as funções do sistema, as funções de autocorrelação podem se relacionar da mesma maneira através da dupla transformada de Fourier. A seguinte figura apresenta a relação destas funções, onde DF representa a dupla transformada de Fourier.

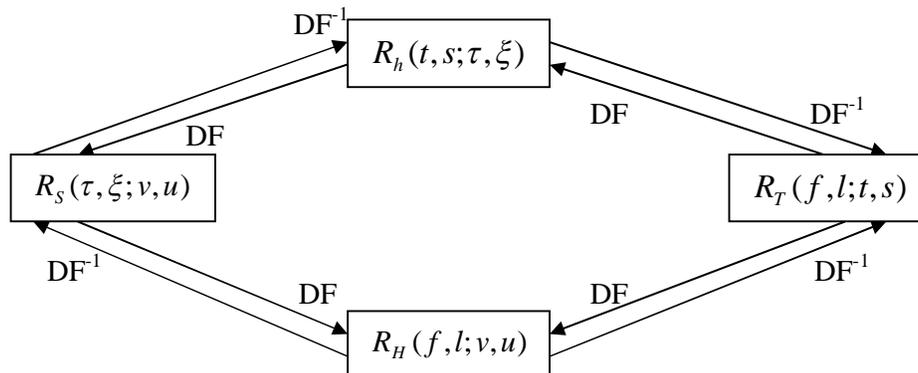


Figura 3.2. Relação entre as funções do sistema

3.1.3. Classificação de Canais Reais

Muitos canais físicos que sofrem desvanecimento podem ser considerados como estacionários em curtos períodos de tempo ou pequenas distâncias. Embora estes canais não sejam estacionários no sentido estrito, eles podem ser categorizados como estacionários no sentido amplo (Wide-sense stationary – WSS). Canais WSS têm a propriedade que suas funções de correlação são invariantes com respeito à translação no tempo, isto é, as estatísticas de desvanecimento não mudam em curtos períodos de tempo η . Isto significa que

$$R_h(t, t + \eta; \tau, \xi) = R_h(\eta; \tau, \xi) \quad (3.15)$$

$$R_T(f, l; t, t + \eta) = R_T(f, l; \eta) \quad (3.16)$$

Utilizando a transformada dupla de Fourier e a figura 2, podemos obter a função de correlação do desvio Doppler a partir da função do espalhamento do retardo.

$$R_S(\tau, \xi, \nu, u) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \xi) e^{j2\pi(\nu t - su)} dt ds \quad (3.17)$$

As outras funções podem ser obtidas da mesma forma:

$$R_H(f, l; \nu, u) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; t, s) e^{j2\pi(\nu t - su)} dt ds \quad (3.18)$$

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

$$\int_{-\infty}^{\infty} 1 e^{j2\pi(\nu - u)t} dt = \delta(\nu - u) \quad (3.19)$$

As equações (3.17) e (3.18) tornam-se:

$$R_S(\tau, \xi, v, u) = \delta(v - u) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\eta u} d\eta \quad (3.20)$$

$$R_H(f, l; v, u) = \delta(v - u) \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\eta u} d\eta \quad (3.21)$$

A integral da equação (3.20) pode ser expressa em termos da densidade espectral de potência do deslocamento Doppler $P_S(\tau, \eta; v)$, que é a transformada de Fourier de $R_h(\eta; \tau, \xi)$ respeito à η :

$$P_S(\tau, \xi; u) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\eta u} d\eta \quad (3.22)$$

De maneira similar é obtido:

$$P_H(f, l; u) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi\eta u} d\eta \quad (3.23)$$

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 e podemos dizer por analogia com (3.20) que:

$$R_S(\tau, \xi, v, u) = \delta(\tau - \xi) P_S(\tau; u, v) \quad (3.24)$$

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(t, s; \tau) \quad (3.25)$$

Onde

$$P_h(t, s; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\Omega; t, s) e^{-j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (3.26)$$

$$P_H(\tau; v, u) = \int_{-\infty}^{\infty} R_H(\Omega; v, u) e^{j2\pi\tau\Omega} d\Omega \quad (3.27)$$

E $\Omega = l - f$ é a variável de 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, obtemos uma classe de canais conhecido como (*wide-sense stationay uncorrelated scattering* – WSSUS), que mostra dispersividade descorrelacionada nos retardos e nos espalhamento Doppler, podendo ser representado por:

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(\eta; \xi) \quad (3.28)$$

$$R_H(f, l; v, u) = \delta(v - u) P_H(\Omega; u) \quad (3.29)$$

$$R_T(f, l; t, s) = R_T(\Omega; \eta) \quad (3.30)$$

$$R_s(\tau, \xi, v, u) = \delta(\tau - \xi) \delta(v - u) P_s(\xi; u) \quad (3.31)$$

A figura 3.3 apresenta a relação entre as funções de correlação dos canais WSSUS, onde F e F^{-1} representam as transformadas de Fourier direta e inversa respectivamente.

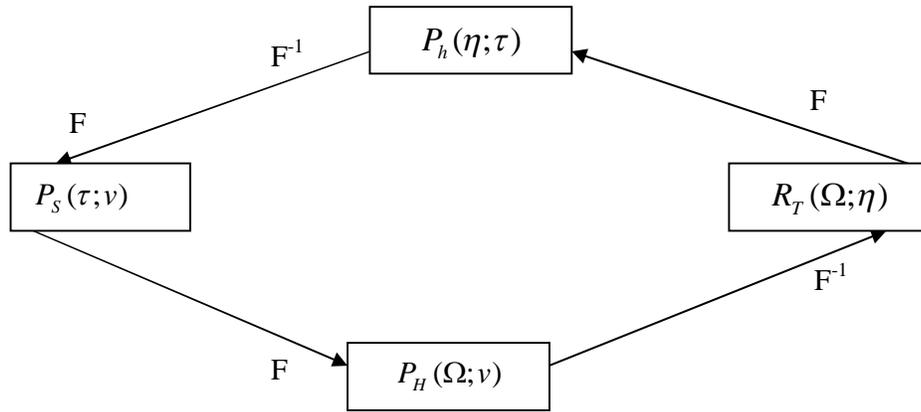


Figura 3.3. Relação entre as funções de correlação dos canais WSSUS

As funções $P_h(\eta; \tau)$ e $P_H(\Omega; \nu)$ definem o perfil de potência dos retardos e o perfil Doppler respectivamente.

3.1.4. Caracterização em Pequena Escala

A descrição no domínio do tempo do canal 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, $R_h(t, s; \tau, \eta)$, como na equação (3.10). Substituindo a equação (3.28) pra um canal WSSUS em (3.10) obtemos:

$$R_z(t, s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(s - \xi) \delta(\tau - \xi) P_h(\eta; \xi) d\tau d\xi \quad (3.32)$$

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

$$P_h(0; \tau) = P_h(\tau) \quad (3.33)$$

Assim a densidade de potência espectral cruzada $P_h(\eta; \tau)$, se transforma numa simples densidade de potência espectral $P_h(\tau)$, assim a equação (3.32) se simplifica a:

$$R_z(t, t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} |y(t - \tau)|^2 P_h(\tau) d\tau \quad (3.34)$$

E se $|y(t)|^2$ é uma função impulso então temos:

$$R_z(t, t) = P_h(\tau) \quad (3.35)$$

Portanto, para canais WSSUS se obtém um importante resultado que diz que a função de autocorrelação na saída do canal é descrita pelo perfil da distribuição no tempo da potência, chamada distribuição de potência dos retardos. A equação (3.35) é válida se a duração do sinal $y(t)$ é menor que o espalhamento dos retardos de multipercursos dentro do canal. Por conveniência $P_h(\tau)$ tem normalmente a sua origem definida no tempo $t=0$ quando o primeiro eco é recebido, assim a função é definida em termos da variável do retardo τ , i.e.

$$P_h(\tau) = P_h(t - t_0) \quad (3.36)$$

O conhecimento de $P_h(\tau)$, especifica as características do canal, considerando-se $P_h(\tau)$ como a distribuição estatística dos ecos de potência. Dois momentos de grande interesse prático são o retardo médio D e o espalhamento dos

retardos S . D e S são média e variância de $P_h(\tau)$ respectivamente, e são dados por:

$$D = \frac{\int_0^{\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (3.37)$$

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - D)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (3.38)$$

3.2. Modelo De Saleh – Valenzuela

O modelo de Saleh e Valenzuela é à base dos modelos de canal formados por *clusters* de multipercursos [2]. O modelo é baseado no fenômeno de agrupamento de tempos de chegada observado nos dados experimentais.

Em todas as observações feitas pelos autores, as chegadas ocorriam em um ou dois grandes grupos dentro de uma janela de observação de 200 ns. Foi observado que o segundo grupo era atenuado em amplitude e que os raios chegando dentro de um dado *cluster* tinham amplitudes que decaíam com relação ao tempo.

O modelo de Saleh e Valenzuela propõe que ambos os decaimentos são exponenciais no tempo e controlados por duas constantes temporais:

- constante de decaimento temporal da potência para o cluster Γ ;
- constante de decaimento temporal da potência para os raios no *cluster* γ .

A figura 3.4, apresenta o conceito de *cluster* de multipercursos e o significado das constantes de tempo listadas acima. Na figura são observados os *clusters* de multipercursos, cada um com decaimento dado por $e^{-\tau/\Gamma}$. Também é observado que os *clusters* formam um envelope com decaimento exponencial dado por $e^{-T/\Gamma}$.

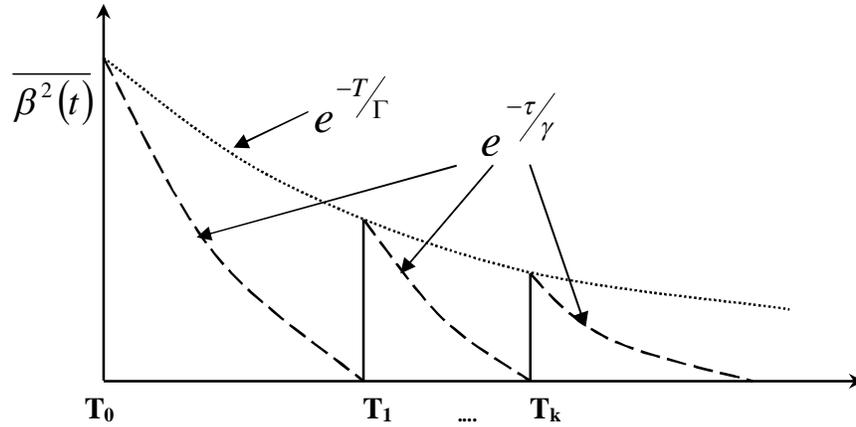


Figura 3.4 Conceito de cluster de multipercurso com o significado das constantes de tempo

A resposta impulsiva do canal, à luz deste modelo, é dada por:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \beta_{kl} e^{j\varphi_{kl}} \delta(t - T_l - \tau_{kl}) \quad (3.39)$$

Com somatório em l representando os *clusters* e o somatório em k representando os tempos de chegada de cada raio dentro de cada *cluster*.

O termo $\exp(j\varphi_{kl})$ representa uma fase aleatória estatisticamente independente associada com cada chegada. A variável aleatória φ_{kl} é distribuída de forma uniforme em $[0, 2\pi]$. T_l representa o tempo de chegada do l -ésimo *cluster* e τ_{kl} , o tempo de chega do k -ésimo raio dentro do l -ésimo *cluster*.

A amplitude de cada chegada é dada por β_{kl} , cuja distribuição é assumida como sendo Rayleigh com valor RMS dado pelo decaimento exponencial-duplo mostrado na figura 3.4. Este valor RMS é modelado como:

$$\overline{\beta_{kl}^2} = \overline{\beta^2(T_l, \tau_{kl})} = \overline{\beta^2(0,0)} e^{-T_l/\Gamma} e^{-\tau_{kl}/\gamma} \quad (3.40)$$

Onde $\beta^2(0,0)$ é a potência média do primeiro raio que chega dentro do primeiro *cluster*. Esta potência média é função da distância entre o transmissor e o receptor.

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.

A caracterização é a mesma para cada raio que chega dentro de um determinado *cluster*. O tempo de chegada do raio se refere à chegada dentro de um *cluster*. O termo taxa de chegada de *clusters* se refere ao parâmetro de tempo entre - chegada de *clusters* (Λ) e a taxa de chegada de raios se refere ao parâmetro de tempo de entre - chegada de raios dentro de um mesmo *cluster* (λ). As distribuições destes tempos de chegada estão apresentadas abaixo:

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda e^{-\Lambda(T_l - T_{l-1})} \text{ para } T_{l-1} < T_l < \infty \quad (3.41a)$$

$$p(\tau_{kl} | \tau_{(k-1)l}) = \lambda e^{-\lambda(\tau_{kl} - \tau_{(k-1)l})} \text{ para } \tau_{(k-1)l} < \tau_{kl} < \infty \quad (3.41b)$$

Estas duas distribuições são assumidas independentes. Além disto, por definição o valor para o primeiro *cluster* é $T_0=0$ e para o primeiro raio do l -ésimo *cluster* é $\tau_{0l}=0$. Isto implica que os tempos de chegada de cada raio são relativos ao tempo de chegada do primeiro raio no l -ésimo *cluster*.

No modelo de Saleh e Valenzuela, os parâmetros Γ e γ são estimados pela superposição de *clusters* com amplitudes e retardos normalizados e pela seleção de uma taxa média de retardo. Os parâmetros estimados para os dados resultaram nos valores para Γ e γ iguais, respectivamente a 60 ns e 20 ns. O parâmetro de Poisson para a chegada de *clusters*, Λ , foi estimado de modo que as probabilidades do número total de *clusters* por canal aleatório ajustassem aproximadamente os dados medidos. O resultado obtido para $1/\Lambda$ foi aproximadamente 300 ns. O parâmetro taxa de chegada de raios, λ , foi aproximado com base na separação média entre os intervalos de chegada. Para os dados, $1/\lambda$ deu como resultado o valor aproximado de 5 ns.

O trabalho de Saleh e Valenzuela não considerou o problema espacial, logo, não há resultados de estatística de ângulos de chegada. Na seção seguinte, apresentaremos detalhes dos modelos espaciais de canal, também apropriados na

modelagem de canais sujeitos a cenários de propagação compostos por multipercurso em *cluster*.

3.3. Métodos Para Descrição Espacial De Canais

De acordo com Moelisch [31], o modelo mais geral para um canal de banda larga espacial é dado pela resposta impulsiva bidirecional, a qual consiste da soma de multipercursos advindos de estruturas (*clusters*) denominadas componentes de multipercurso:

$$h(r_t, r_r, \tau, \Omega, \Psi) = \sum_{l=1}^{L(r)} h_l(r_t, r_r, \tau, \Omega, \Psi) \quad (3.42)$$

Assim, da equação acima, a resposta impulsiva depende das localizações do transmissor, r_t , e receptor, r_r , do retardo, τ , da direção de lançamento do raio, Ω , e da direção de chegada do raio, Ψ . A resposta impulsiva $h(r_t, r_r, \tau, \Omega, \Psi)$ representa a contribuição do l -ésimo raio e é dada por:

$$h(r_t, r_r, \tau, \Omega, \Psi) = a_l e^{j\phi_l} \delta(\Omega - \Omega_l) \delta(\Psi - \Psi_l) \quad (3.43)$$

Nesta modelagem, existem duas classes distintas de modelos espaciais de canal de banda larga. A primeira é a classe de modelos determinísticos, nos quais se incluem os obtidos por medidas diretas em sítios específicos e o modelo de traçado de raios, o qual busca, através de considerações físicas e geométricas, obter o sinal no receptor pelo traçado de todos os possíveis raios. A outra classe de modelos é a classe dos modelos estocásticos, que se baseiam em métodos probabilísticos para obtenção da resposta impulsiva do canal. Nesta categoria se incluem de forma destacada os modelos puramente estatísticos e os modelos híbridos estatístico-geométricos.

Os modelos geométrico-estatísticos combinam o traçado de raios com uma estrutura aleatória para o ambiente de propagação. Modelos puramente estatísticos utilizam medidas de campo para extrapolar comportamentos em outros sítios, sendo esta extrapolação feita unicamente através de técnicas de probabilidade.

Modelos geométrico-estatísticos, apesar de mais custosos do ponto de vista computacional, são mais apropriados para a construção de modelos de simulação, o que é desejável em muitos casos, nos quais não é possível fazer medidas de campo.

3.3.1. Modelos Geométrico-Estatísticos de Canais de Banda Larga

As propriedades espaciais do canal têm um enorme impacto no desempenho de sistemas de comunicações, especialmente no que diz respeito às antenas. O entendimento destas propriedades é de grande valor para o projeto e avaliação do sistema.

Os modelos espaciais de canal são aqueles que incluem no modelo o comportamento estatístico dos ângulos de chegada [8],[18]. Esta abordagem é especialmente importante nos casos em que o ambiente de propagação é formado por um conjunto complexo de objetos cujas composições e posições relativas podem variar no tempo. Este campo de pesquisa está em franco desenvolvimento. A dificuldade de se realizar medidas espaciais fez com que, em pesquisas iniciais, os pesquisadores considerassem os ângulos de chegada com sendo distribuídos de maneira uniforme entre $[0,2\pi]$ [23],[8],[18]. É evidente que, em ambientes sujeitos a multipercursos em *cluster*, esta hipótese constitui uma primeira aproximação.

3.3.2. Filosofia Dos Modelos Geométrico-Estatísticos

Em qualquer modelo geométrico, a resposta impulsiva é relacionada à localização dos espalhadores. Em um modelo geométrico completamente determinístico (como por exemplo, traçado de raios), a localização dos espalhadores é predefinida de forma determinística a partir de uma base de dados. Em um modelo geométrico-estatístico, por outro lado, a localização é escolhida de forma aleatória, seguindo uma distribuição de probabilidade. A resposta impulsiva então é encontrada por uma técnica de traçado de raios simplificada, a qual assume que apenas um espalhamento ocorre. Este modelo está ilustrado abaixo:

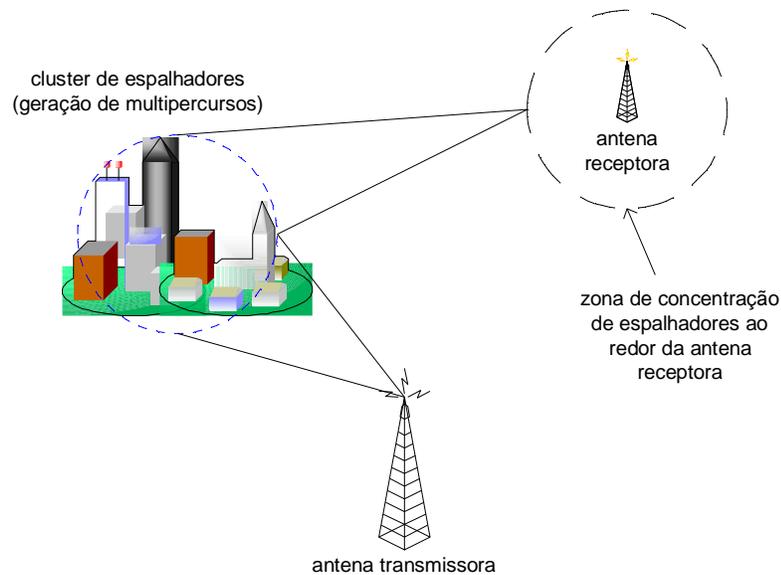


Figura 3.5 Geometria do modelo estatístico-geométrico considerando apenas um espalhamento

O traçado de raios precisa acompanhar um percurso do transmissor até o *cluster* de espalhadores e daí até o receptor. O percurso total leva aos valores dos tempos de chegada, dos ângulos de partida e chegada e à amplitude. Desvios adicionais de fase podem ser adicionados a cada componente de multipercursos através de uma variável aleatória. Cada percurso tem sua atenuação proporcional a uma lei de potência da distância.

A abordagem geométrico-estatística tem uma série de vantagens. O modelo simula a realidade e, assim, reproduz implicitamente uma série de efeitos. Os retardos e direções das ondas são implícitos na localização dos espalhadores e, assim, reproduzidos automaticamente. O modelo é relativamente simples de ser parametrizado, pois a maioria dos parâmetros pode ser obtida a partir de considerações físicas: por exemplo, os retardos e ângulos de chegadas espalhados por topos de prédios são obtidos das posições geográficas do prédio, da antena receptora e da antena transmissora. No caso de modelos para recepção interna, os espalhadores podem ser objetos ou pessoas, espalhados nas proximidades do receptor.

Como desvantagem, o modelo é dependente da suposição de espalhamentos simples. Além disso, as simulações são mais lentas do ponto de vista computacional do que no caso de modelos puramente estatísticos.

Veremos a seguir uma versão especial do modelo geométrico-estatístico, utilizada em modelos de simulação de situações com recepção interna e externa.

3.3.3. Modelos Espaciais De Canais Banda Larga Do Tipo Geométrico-Estatístico

A técnica de caracterização de canal banda larga mais apropriada para construção de modelos de simulação é a denominada *Geometrically Based Single-Bounce Statistical Channel Modeling* (modelagem geométrico-estatístico de rebatida única) [8]. De um modo geral, esta técnica se baseia na definição dos ambientes de propagação através de uma densidade espacial de espalhadores [18],[19]. Esta densidade de espalhadores é aleatória dentro de um lugar geométrico específico. A partir das localizações de cada espalhador, é possível calcular os ângulos de chegada, tempos de chegada e as amplitudes dos raios. De acordo com o posicionamento global dos espalhadores também é possível identificar os parâmetros relativos aos *clusters* de espalhadores, uma vez que da função densidade espacial de espalhadores é possível conhecer as distribuições conjuntas de ângulos e tempos de chegada. O formato e tamanho das distribuições espaciais dos espalhadores é ainda, um tema em aberto. Segundo os autores, campanhas de medidas para validação dos modelos são necessárias [8] .

A técnica de modelagem geométrico-estatístico de rebatida única pode ser usada em situações outdoor e indoor. Cada uma destas situações está relacionada a um tipo específico de forma geométrica para a região de concentração dos espalhadores. Para situações com recepção externa, será utilizada uma geometria circular, enquanto para aplicações com recepção interna será usada uma geometria elíptica [8], [21], [32].

3.3.4. Modelo Geométrico-Estatístico De Rebatida Única Circular

A geometria do modelo é ilustrada abaixo:

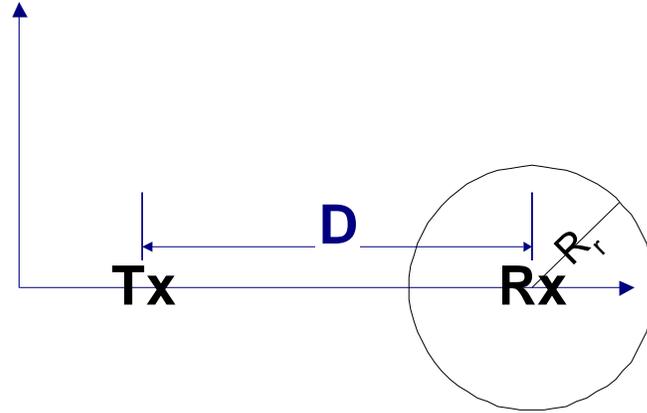


Figura 3.6 Geometria do modelo geométrico-estatístico de rebatida única circular.

O modelo circular define a região de dispersão dos espalhadores como um círculo de raio R_r . A antena receptora está localizada a uma distância D do transmissor. O modelo é baseado na suposição de que, se a antena transmissora está localizada a uma altura maior do que a antena receptora, não haverá espalhamento significativo vindo de regiões próximas dela [8],[21],[32].

A distribuição conjunta de probabilidade dos ângulos e tempos de chegada é dada por [21] [32]:

$$f_{\tau, \theta_t}(\tau, \theta_t) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_t))}{4\pi R_r^2 (D \cos(\theta_t) - \tau c)^3} \text{ com}$$

$$\frac{D^2 - 2\tau c D \cos(\theta_t) + \tau^2 c^2}{\tau c - D \cos(\theta_t)} \leq 2R_r$$

Caso contrario $f_{\tau, \theta_t}(\tau, \theta_t) = 0$ (3.44)

$$f_{\tau, \theta_r}(\tau, \theta_r) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_r))}{4\pi R_r^2 (D \cos(\theta_r) - \tau c)^3} \text{ com } \frac{D^2 - \tau^2 c^2}{D \cos(\theta_r) - \tau c} \leq 2R_r$$

Caso contrario $f_{\tau, \theta_r}(\tau, \theta_r) = 0$ (3.45)

Nas equações acima, τ representa o espalhamento dos retardos e θ_t e θ_r os ângulos de chegada medidos em relação à linha de visada da antena transmissora e receptora, respectivamente.

A geração de amostras simuladas é feita colocando-se os espalhadores de maneira uniforme dentro da região circular e calculando-se as amplitudes, e os ângulos e tempos de chegada a partir das coordenadas de cada espalhador.

Uma observação derivada do uso do modelo circular indica que as componentes de multipercursos chegam com alta probabilidade no receptor vindos de uma faixa reduzida de ângulos ao redor da linha de visada, o que gera tempos de retardo baixos. Resultados das medidas, apresentados no trabalho de Stapleton, mostram que, para um cenário de propagação com $D=1$ km, a faixa de ângulos de chegada fica entre 2° e 6° . Outro resultado indica que o espalhamento de ângulos é inversamente proporcional à separação entre transmissor e receptor, o que leva a uma faixa de valores para R_r entre 30 e 200 metros [8].

3.3.5. Modelo Geométrico-Estatístico De Rebatida Única Elíptica

A geometria do modelo está apresentada na figura 3.7.

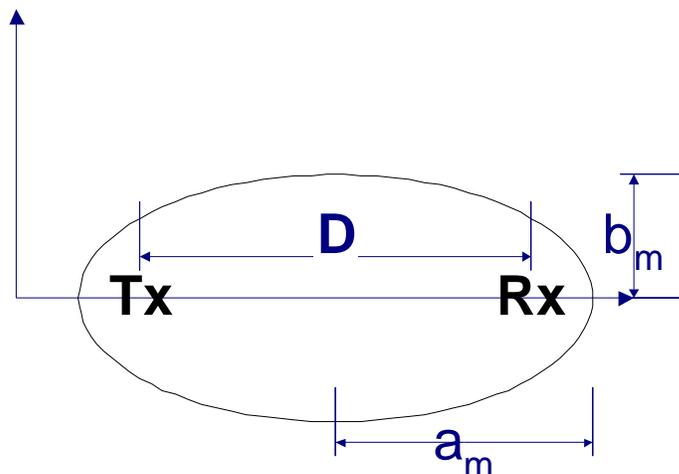


Figura 3.7 Geometria do modelo geométrico-estatístico de rebatida única elíptico.

O modelo geométrico-estatístico de rebatida única elíptico assume que os espalhadores são distribuídos de forma uniforme dentro de uma elipse cujos focos são as antenas transmissora e receptora. O modelo foi proposto para situações nas quais as antenas são relativamente baixas, o que pode representar o caso de situações com recepção interna ou em sistemas com *gap-filler*. Nestes casos, o

espalhamento por multipercursos pode ocorrer tanto nas proximidades da antena transmissora como da antena receptora.

Como mostrado por Nuckols [32], um atributo interessante do modelo elíptico é que apenas sinais de multipercurso chegando com retardo menor ou igual a um valor limite τ_m são considerados [21] [32] [33]. Desprezar os raios chegando com grande retardo é possível pelo fato de que estes sofrem maior atenuação no percurso, chegando ao receptor com amplitudes bastante inferiores aos raios oriundos de percursos menores. Desta maneira, escolhendo-se um τ_m suficientemente grande, o modelo irá contemplar a grande maioria das amplitudes e ângulos do cenário.

A elipse é construída a partir da escolha de τ_m da seguinte forma [8] [32] [33]:

$$a_m = \frac{c \tau_m}{2} \quad (3.46)$$

$$b_m = \frac{1}{2} \sqrt{c^2 \tau_m^2 - D^2}$$

onde c é a velocidade da luz e τ_m é o valor máximo do tempo de chegada permitido pelo modelo.

Para entender as propriedades do modelo, observemos a distribuição conjunta de tempos e ângulos de chegada mostrada abaixo [32]:

$$f_{\tau, \theta_r}(\tau, \theta_r) = \frac{(D^2 - \tau^2 c^2)(D^2 c + \tau^2 c^3 - 2\tau c^2 D \cos(\theta_r))}{4\pi a_m b_m (D \cos(\theta_r) - \tau c)^3} \text{ para } \frac{D}{c} \leq \tau \leq \tau_m \quad (3.47)$$

Caso contrario $f_{\tau, \theta_r}(\tau, \theta_r) = 0$

Nesta equação, θ_r é o ângulo de chegada no receptor. Esta distribuição resulta em altas probabilidades para ângulos de chegada próximos da linha de visada [8] [32]. A escolha de τ_m irá determinar tanto o espalhamento de retardos e de ângulos do canal. Métodos para selecionar o melhor valor para τ_m podem ser encontrados no trabalho de Liberti e Seidel [19].

A simulação de perfis de multipercurso usando o método geométrico-estatístico de rebatida única elíptica é feita dispersando espalhadores de forma uniforme

dentro da região elíptica e calculando-se as amplitudes e tempos e ângulos de chegada a partir das coordenadas espaciais de cada espalhador. A dispersão uniforme dentro de uma elipse pode ser realizada a partir de um círculo e daí escalonando as coordenadas x e y por a_m e b_m , respectivamente.

3.4. Ferramentas De Simulação

Existem duas linhas básicas de abordagem para se construir modelos de simulação de canais de banda larga, apropriadas ao sistema de televisão digital.

A abordagem estatística busca modelar um ambiente de propagação pela extrapolação de resultados de modelos probabilísticos obtidos em campanhas de medições em sítios específicos. Uma variação desta linha utiliza uma combinação de técnicas de probabilidade com considerações geométricas. A técnica de simulação geométrica estatística será descrita abaixo, com ênfase nos pacotes de simulação SIRCIM e SMRCIM que foram utilizados nesta tese para testar os resultados das medidas experimentais e simular os comportamentos do canal em outros ambientes.

3.4.1. Os Pacotes SIRCIM e SMRCIM

Dentre os pacotes de simulação geométrico-estatísticos, foi escolhido o conjunto formado pelos programas de simulação SMRCIM (Simulation of Mobile Rádio Channel Impulse Response Models) e SIRCIM (Simulation of Indoor Rádio Channel Impulse Response Models), desenvolvidos pelo Virginia Polytechnic. A descrição que segue abaixo foi obtida de uma compilação das teses que geraram os produtos, principalmente as de Nuckols e Seidel [33],[34].

Os programas SMRCIM e SIRCIM, criados e desenvolvidos por pesquisadores do *Mobile and Portable Rádio Research Group (MPRG)* da Universidade do Estado e Instituto Politécnico da Virginia (*Virginia Tech*), foram projetados para simular sistemas de comunicação móvel sem fio de banda estreita e larga, gerando a resposta impulsiva do canal em ambientes interno e externo. Nesta tese os programas sofreram adaptações necessárias para aplicação às faixas de frequência de transmissão de TV.

A interface inclui um menu de opções para criar gráficos dos perfis de retardo do canal de multipercurso, diagrama de dispersão da banda larga e banda estreita, gráficos do AOA (*Angle of Arrival*), funções cumulativas e gráficos da fase e amplitude da onda contínua (CW). Muitos dos modelos no SIRCIM e no SMRCIM são baseados no caso de comunicações de enlaces sem fio entre um transmissor fixo e um receptor móvel. Os modelos estatísticos utilizados no desenvolvimento foram baseados em medições realizadas utilizando-se uma antena onidirecional com ganho de 1.8 dB em ambas as pontas do enlace.

Durante o desenvolvimento do pacote de simulação externo SMRCIM, foi feita uma quantidade considerável de medições para regiões com várias morfologias, classificadas em três tipos diferentes:

- micro-celular
- urbana
- suburbana

Para o desenvolvimento do pacote de simulação *indoor* SIRCIM, as medições foram realizadas em diferentes ambientes internos, divididos em três categorias:

- “*open-plan*” - andar aberto (por exemplo, ginásio)
- “*soft-plan*” - andar aberto com divisórias baixas (por exemplo, escritório)
- “*hard-partitioned*” - andar fechado, com salas divididas por paredes inteiriças (por exemplo, apartamentos)

Para cada estrutura, o receptor foi deslocado em área local ao longo de uma série de percursos retilíneos, seguindo passos de 1 metro de comprimento. A simulação em banda larga usada nos programas é baseada em modelos estatísticos que descrevem a quantidade total de componentes de multipercurso no receptor, o retardo relativo de cada componente de multipercurso, a amplitude, a fase instantânea e o ângulo de chegada de cada componente. As simulações também consideram o deslocamento e o correspondente espalhamento Doppler em cada componente. Os tempos de chegada são determinados através de um algoritmo heurístico, que gerou melhores resultados que o modelo Poisson.

A simulação leva em conta também os efeitos da distância entre o transmissor (Tx) e o receptor (Rx) e a correlação entre as amplitudes individuais das componentes de multipercurso com respeito ao tempo e o espaço.

As medidas em banda larga usadas no desenvolvimento dos modelos foram realizadas ao longo de 19 pontos (localização), para cada local de medida. Perfis de potência de multipercurso foram armazenados em intervalos de $\lambda/4$ ao longo de cada trilha de 1 m. Medidas de desvanecimento de onda contínua (CW) foram realizadas com um receptor móvel sobre as mesmas trilhas. As medidas foram realizadas em 5 prédios representativos ao tipo de estrutura “*open-plan*” para o ambiente interno [35].

Os fatores que influenciam a resposta impulsiva do canal, e que são parâmetros nos algoritmos, são:

P: representa o grupo de todas as áreas locais

X: representa o grupo de locais de pequena escala, separados uns dos outros por uma distância de $\lambda/4$ ao longo de um percurso de 1 m em cada área local.

Uma área local em particular é demarcada como $P_n \in P$, onde n é definido de 1 até a número desejado de áreas a simular. Uma localização particular (pequena - escala) de um perfil medido, numa área local P_n é definido como X_l , onde $X_l \in X$, com l tomando valores entre 1 e 19. Cada P_n é classificado por uma topografia em particular $S_m \in S$ com $S = \{S_1, S_2\}$, onde $S_1 = \text{LOS}$ (visada direta) e $S_2 = \text{OBS}$ (obstruído). Cada P_n tem associada uma distância $D_n \in D$ (larga - escala) que é a separação entre Tx-Rx na faixa entre 15 e 45 m.

Foi assumido que as variações temporais na resposta impulsiva do canal são devidas ao deslocamento em pequena - escala dos receptores móveis. A resposta impulsiva individual de banda básica é dada por [36],[37]:

$$|h_b(t, X_l, S_m, D_n, P_n)| = \sum_{k=0} A_k(T_k, X_l, S_m, D_n, P_n) \delta(t - \tau_i(X_l, S_m, D_n, P_n)) \quad (3.48)$$

Uma importante consideração sobre a utilidade de modelos estatísticos de simulação é que estes devem ser validados com medidas de campo. Perfis simulados devem possuir valores de dispersão temporal e estatísticas da perda similares a das medidas de campo realizadas nas mesmas condições. A seguir são

apresentados duas figuras que são exemplos de perfil de potência medidos e simulados para topografias do tipo LOS e OBS.

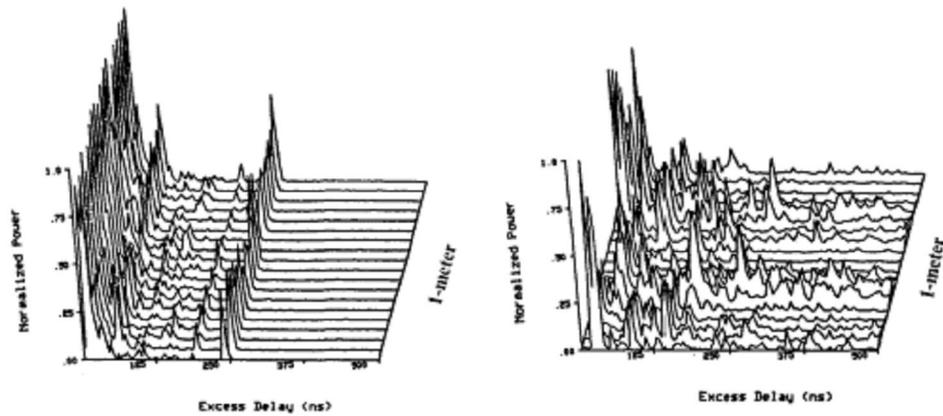


Figura 3.8 do perfil de retardos medido em topografia (a)LOS e (b)OBS ao longo de um percurso de 1 m

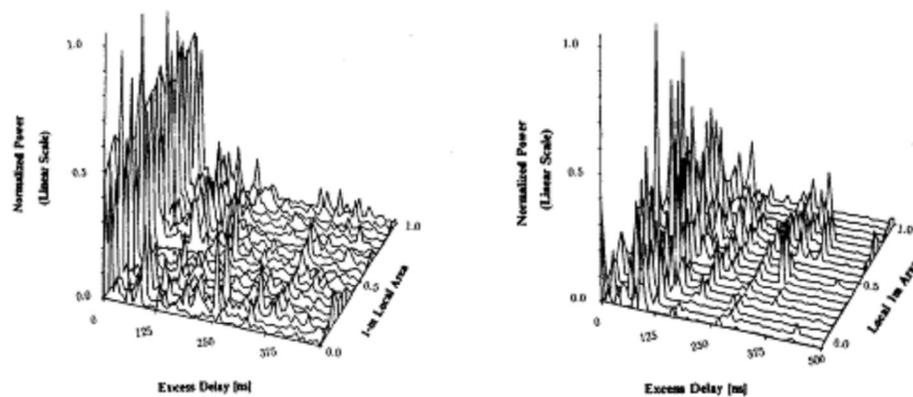


Figura 3.9 Exemplo do perfil de retardos simulado em topografia (a)LOS e (b)OBS ao longo de um percurso de 1 m