

2

Efeitos de Propagação

O canal de rádio propagação estabelece limitações fundamentais sobre o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. O meio de propagação entre transmissor e receptor pode variar entre uma simples transmissão com visada direta e aquela que é severamente obstruída por prédios, montanhas, e até mesmo folhagem. Diferentemente dos canais estacionários e previsíveis, que propagam sinais através de cabos, os canais de rádio propagação são extremamente aleatórios e de difícil análise. Mesmo a velocidade do movimento indicará com que rapidez ocorre desvanecimento do nível do sinal enquanto um terminal móvel se desloca. Historicamente, a modelagem de um canal de rádio propagação tem sido uma das etapas mais difíceis no projeto de um sistema de comunicação móvel, sendo esta realizada por meios estatísticos que tomam como base medidas especificamente elaboradas para um determinado sistema de comunicação ou uma alocação de espectro.

2.1

Ambientes Urbanos

A propagação das ondas de rádio em ambientes urbanos é fortemente influenciada pela natureza do ambiente, em particular, pelo tamanho e a quantidade de prédios existentes. Em estudos sobre rádio propagação móvel, frequentemente emprega-se uma descrição qualitativa do ambiente utilizando-se termos tais como regiões urbanas, suburbanas e rurais. Áreas urbanas densas geralmente são definidas como aquelas dominadas por prédios altos e quarteirões com edifícios comerciais por outro lado, áreas suburbanas incluem as residências, parques e jardins. O termo “rural”, por sua vez, vem definir fazendas com pouca área construída, terrenos e florestas.

Os modelos de propagação que serão apresentados nesta proposta são de extrema importância uma vez que grande parte dos sistemas de comunicações operam dentro ou nas redondezas dos grandes centros urbanos. Desta forma,

compreendendo melhor o significado destas técnicas de previsão seremos capazes de indicar os próximos passos para obtenção de um modelo global que inclua os efeitos provocados por fatores topográficos e ambientais.

2.2

Sombreamento

Em geral, um dos maiores problemas nas áreas urbanas ocorre porque a antena do terminal móvel encontra-se bem abaixo dos edifícios localizados nas redondezas, não havendo uma linha de visada direta ao transmissor. Deste modo, conforme ilustrado na figura 2.1, a propagação é devida, principalmente, ao espalhamento provocado pelas superfícies dos edifícios e pelas difrações sobre ou ao redor destes.

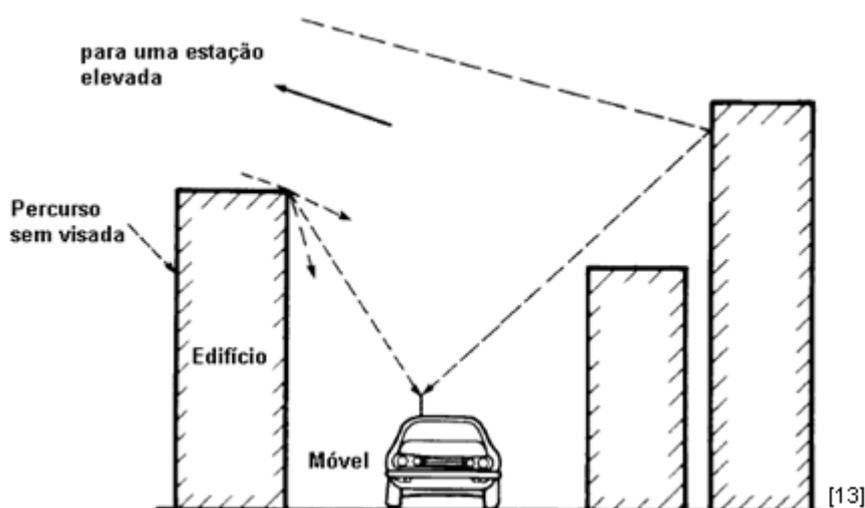


Figura 2.1 Rádio propagação em áreas urbanas

Alguns dos possíveis mecanismos através do qual a energia é capaz de chegar na antena do terminal móvel está ilustrado na figura 2.1. Na prática, a energia chega simultaneamente através de diversos percursos e uma situação de multipercurso é dita existir, onde várias ondas de rádio chegam de diferentes direções com diferentes retardos. Conforme veremos no item 2.3, os diversos multipercursos incidentes se combinam vetorialmente na antena do terminal móvel de forma a produzir um sinal resultante o qual poderá ser intenso ou fraco

dependendo da distribuição das fases das diferentes componentes de multipercurso.

O simples movimento do receptor através de uma curta distância é capaz de causar uma mudança na intensidade do sinal em várias dezenas de decibéis. Isto ocorre, pois este pequeno movimento modifica a relação de fase entre as diferentes componentes de multipercurso. Portanto, ocorrerão variações substanciais na “amplitude” do sinal.

Estas flutuações do sinal são conhecidas como desvanecimento (*fading*), onde a flutuação em pequena escala (*short-term fluctuation*) causada pelos multipercursos é conhecida como desvanecimento de pequena escala ou rápido (*fast fading*) para distingui-la da variação de larga escala (*long-term variation*) no nível médio do sinal, também conhecida como desvanecimento lento (*slow fading*) ou de larga escala. O desvanecimento lento também é causado pelo movimento do terminal móvel, porém neste caso leva-se em conta distâncias grandes o suficiente para produzir variações totais no nível médio do sinal, que gradualmente decresce, considerando todo o percurso entre transmissor e receptor. Em razão dessas variações totais serem causadas pelo movimento do terminal móvel na direção das “sombras” das montanhas ou edifícios, o desvanecimento em larga escala também é conhecido como “sombreamento”.

Infelizmente não existe nenhum modelo físico completo para o desvanecimento em larga escala. Todavia, medições realizadas mostram que a perda de propagação média (*mean path loss*) segue uma distribuição log-normal com um desvio padrão que depende da frequência e do canal de propagação. Por esta razão, desvanecimento lento também é conhecido por desvanecimento log-normal. Apesar do desvanecimento ser basicamente um fenômeno espacial, estas variações espaciais são vistas por um receptor se movendo através de um campo de multipercursos como variações temporais.

A figura 2.2 a seguir ilustra os desvanecimentos de pequena e larga escala de um sistema de rádio comunicação para ambientes “*indoor*”. Note-se pela figura que o sinal desvanece rapidamente na medida em que o receptor se move, mas, o sinal médio local varia muito mais lentamente com a distância. Neste trabalho abordamos um método utilizado na previsão de perda de propagação bem como alguns modelos mais apropriados para desvanecimento em pequena escala

(*fast fading*), onde a metodologia utilizada durante as campanhas de medidas é descrita considerando um canal de propagação na faixa de UHF para aplicações em sistemas de TV digital utilizando redes SFN (*Single Frequency Network*).

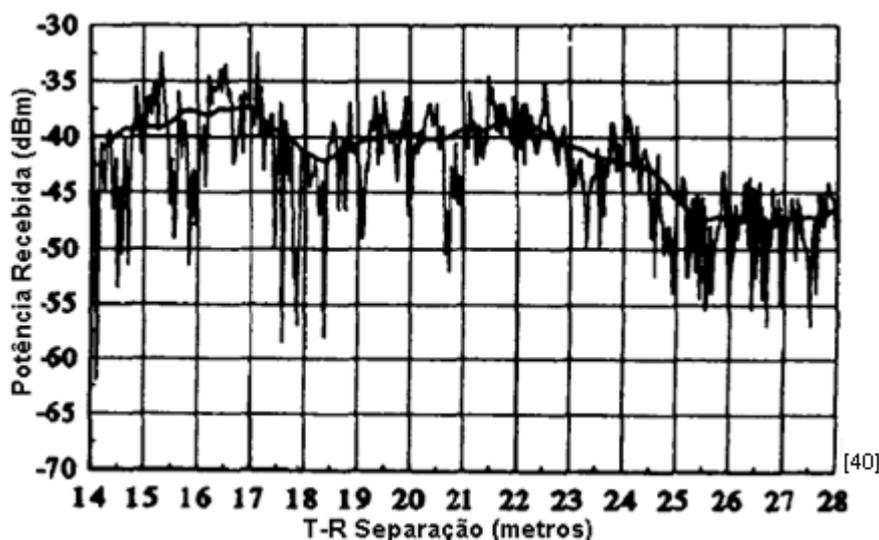


Figura 2.2 Desvanecimentos em Pequena e Larga Escala

2.3

Multipercursos

Desvanecimento de pequena escala (*small-scale fading*), ou simplesmente desvanecimento é utilizado para descrever a rápida flutuação da amplitude do sinal de rádio sobre um curto intervalo de tempo ou distância percorrida, de tal forma que a perda de propagação em grande escala (*large-scale path loss*) ou os efeitos de sombreamento possam ser desprezados. Como vimos, o desvanecimento é causado pela interferência entre duas ou mais versões do sinal transmitido que chegam ao receptor com uma pequena diferença entre seus instantes de chegada. Estas ondas, também conhecidas como ondas de multipercurso se combinam na antena produzindo um sinal resultante que pode sofrer ampla variação em sua amplitude e fase, dependendo da distribuição da intensidade e da fase das reflexões da largura de faixa do sinal transmitido.

2.3.1

Multipercurso em Pequena Escala

Os multipercursos num canal de rádio-propagação criam três principais efeitos causados pelo desvanecimento de pequena escala saber:

1. rápidas variações na amplitude do sinal sobre um curto intervalo de tempo ou distância propagada.
2. FM aleatória (*Random Frequency Modulation*) causados por deslocamentos Doppler variantes (*varying Doppler shifts*) nos diferentes multipercursos.
3. dispersão temporal (*time dispersion*) ou ecos causados pelos retardos dos multipercursos.

Considerando o caso em que o receptor está parado, poderíamos idealizar uma situação de multipercurso estático, onde várias versões de um sinal transmitido chegam seqüencialmente ao receptor. A figura 2.3 ilustra duas possibilidades extremas. O sinal resultante da propagação através dos percursos A e B será grande devido à construção aditiva, ao passo que o sinal resultante dos percursos A e C será bem pequeno.

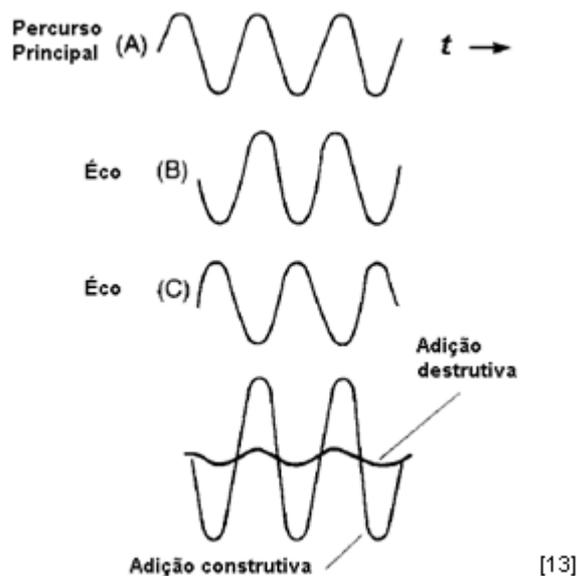


Figura 2.3 Adição construtiva e destrutiva de dois percursos

Por outro lado, considerando o caso de um transmissor ou receptor em movimento, poderíamos idealizar uma situação de multipercurso dinâmico no qual existiria uma variação constante no comprimento rádio-elétrico de cada percurso, e assim os deslocamentos de fase relativos entre estes mudam em função da localização espacial.

A figura 2.4 mostra como a amplitude (envoltória) recebida do sinal varia num simples caso quando existem dois percursos com uma fase relativa que varia em função da localização. Em certos pontos, existirão adições construtivas e em outros, ocorrerão quase o cancelamento total do sinal. Na prática, existirão vários percursos diferentes os quais se combinam de diferentes formas dependendo da localização, e isto conduz a uma função da envoltória do sinal mais complicada conforme a ilustrada na figura 2.2.

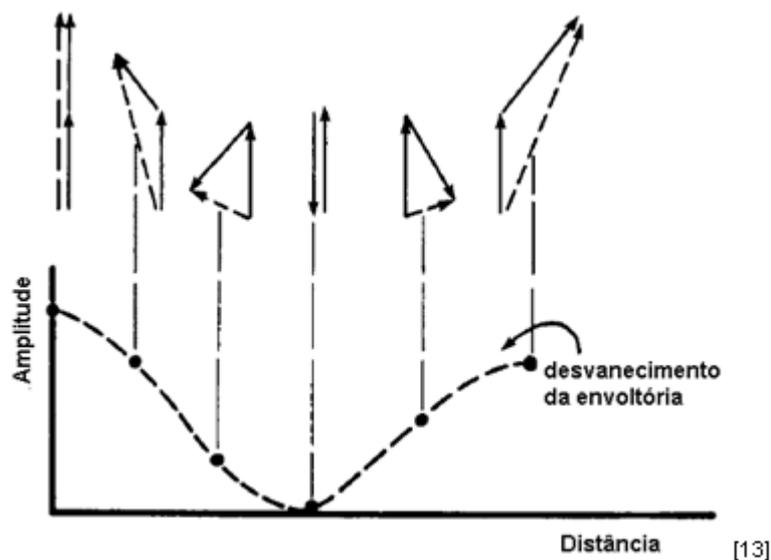


Figura 2.4 Desvanecimento da envoltória quando dois sinais com diferentes fases se combinam.

Devido aos efeitos construtivos e destrutivos dos multipercursos se somando em vários pontos do espaço, um receptor se movendo em alta velocidade passa através de vários desvanecimentos em um curto período de tempo.

2.3.2

Fatores Influenciando o Desvanecimento em Pequena Escala

Muitos fatores físicos presentes em um canal de radiopropagação influenciam o desvanecimento de pequena escala, dentre os quais podemos destacar:

-Propagação por Multipercurso – a presença de objetos que refletem ou espalham o sinal criam um canal que faz variar constantemente o sinal recebido em amplitude, fase e tempo. Estes efeitos resultam em múltiplas versões do sinal transmitido que chegam na antena receptora deslocados entre si no tempo e no espaço. As fases e amplitudes aleatórias das diferentes componentes de multipercurso causam flutuações na intensidade do sinal induzindo o desvanecimento rápido, a distorção deste sinal, ou ambos.

-Velocidade do terminal móvel – o movimento relativo entre a estação retransmissora e o móvel resulta em FM aleatória devido aos diferentes deslocamentos Doppler em cada uma das componentes de multipercurso. O deslocamento Doppler será positivo ou negativo quando o terminal móvel estiver se movendo na direção ou para longe da estação retransmissora, respectivamente.

-Velocidade dos objetos nas redondezas – objetos em movimento presentes no canal induzem deslocamento Doppler variante no tempo nas componentes de multipercursos. Quando a velocidade dos referidos objetos são maiores que a do terminal móvel, este efeito estará influenciando, predominantemente, o desvanecimento rápido. Caso contrário, objetos em movimento presentes no canal poderão ser desprezados levando-se em conta somente a velocidade do terminal móvel.

- Largura de faixa do sinal transmitido – se a largura de faixa do sinal transmitido for maior do que a largura de banda do canal de multipercursos, o sinal recebido sofrerá distorção, mas sua intensidade não desvanecerá muito sobre uma área local, isto é, o desvanecimento de pequena escala do sinal não será significativo.

A largura de banda do canal pode ser quantificada através da banda de coerência que está especificamente relacionada com a estrutura de multipercursos do canal. A banda de coerência é uma medida da diferença de frequência máxima

através da qual os sinais estão fortemente correlacionados em termos de amplitude. Sinais que tenham largura de faixa estreita, quando comparados à largura de banda do canal, sofrerão rápidas variações de amplitude, entretanto, estes sinais não estarão sujeitos às distorções temporais.

2.4

Resposta Impulsional Discretizada

As variações de pequena escala em um sinal de um terminal móvel podem ser descritas pela resposta impulsional do canal de radiopropagação. A resposta impulsional é uma caracterização de um canal de banda-larga e contém toda informação necessária para analisar ou simular qualquer tipo de rádio transmissão através do canal.

Conforme ilustrado no gráfico da figura 2.5, na resposta impulsional de um canal variante no tempo é útil discretizar o eixo dos retardos “ τ ” causados pelos diferentes multipercursos em segmentos com retardos iguais. Estes segmentos são conhecidos como pacotes ou intervalos de excesso de retardo (*Excess delay bins*), onde para cada pacote (ou “bin”) existirá um intervalo de retardo associado e equivalente a $\tau_{i+1} - \tau_i$, sendo que τ_0 é igual a zero e representa o primeiro sinal chegando no receptor.

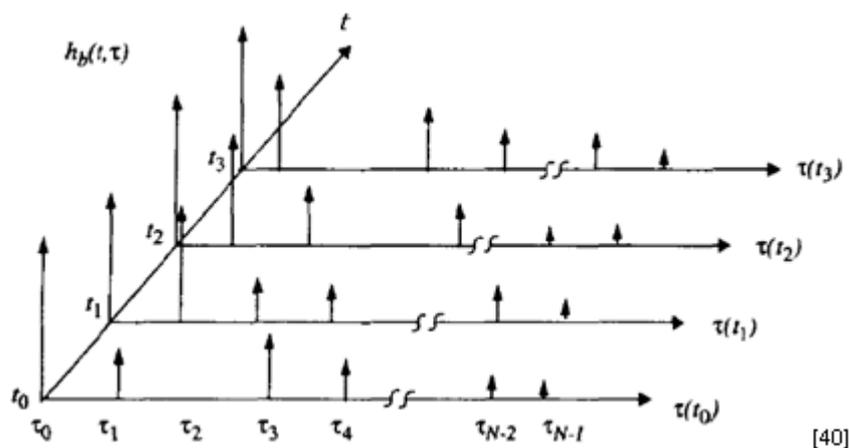


Figura 2.5 Modelo de resposta impulsional discretizada e variante no tempo para um canal de multipercurso

Assumindo, portanto, que $i = 0$, pode-se observar que $\tau_1 - \tau_0$ será igual ao intervalo do pacote de retardo definido por $\Delta\tau$, ou seja:

$$\Delta\tau = \tau_1 - \tau_0 \quad (2.1)$$

Por convenção, $\tau_0 = 0 \rightarrow \tau_1 = \Delta\tau$, e $\tau_i = i\Delta\tau$ para $i = 0$ até $N - 1$, onde N representa o número total de possíveis componentes de multipercursos igualmente espaçadas, incluindo a primeira componente que chega.

Observar que o modelo ilustrado na figura 2.5 mapeia todo o canal de multipercurso, que é discreto e variante. O excesso de retardo “ τ_i ” por definição, é o retardo relativo da i -ésima componente de multipercurso quando comparada a primeira componente que chegou. Assim, o excesso de retardo máximo do canal será dado por $N\Delta\tau$. Nota-se no modelo, também, que qualquer número de componentes de multipercursos recebidas dentro do i -ésimo pacote ou intervalo (*bin*) serão representadas através de uma única componente detectável, possuindo esta um retardo “ τ_i ”. Esta técnica de quantização dos intervalos (ou pacotes) de retardos (*delay bins*) determinará no modelo de canal a resolução ou nível de resolução do retardo, e a faixa de frequência útil do modelo será igual a $1/(2\Delta\tau)$, ou seja, o modelo poderá ser utilizado para analisar sinais transmitidos que possuam largura de faixa inferior a $1/(2\Delta\tau)$. Cabe aqui, também observar que $\tau_i = 0$ corresponde ao excesso de retardo da primeira componente de multipercurso que chega, ou seja, desconta-se o retardo de propagação entre transmissor e receptor.

2.5

Modelos de Predição da Perda de Propagação

Para sistemas com cobertura de sinal operando em ambientes urbanos, a modelagem de canais de banda estreita inclui atenuação em espaço livre, difração causada por obstáculos do terreno, a reflexão do sinal, a atenuação dos telhados e a atenuação devido aos cruzamentos da rua. Nas áreas rurais, o sombreamento, espalhamento e absorção por árvores e outra vegetação pode causar perdas de percurso substanciais, especialmente em altas frequências [7].

Modelos empíricos e modelos semi-empíricos são normalmente usados para prever a perda de propagação nos sistemas com cobertura de sinal. Embora não sejam tão refinados quanto as técnicas do traçado de raios, estes modelos mantêm um compromisso entre precisão e viabilidade. Modelos semi-empíricos utilizam soluções aproximadas para os problemas de difração múltipla e reflexão, onde os coeficientes são ajustados com os dados medidos levando em conta todos os fatores relacionados com a propagação. Os métodos de previsão existentes diferem na sua aplicabilidade em diferentes condições do terreno e do ambiente.

A maioria dos modelos tem o objetivo de prever a perda de propagação média, ou seja, que a perda não seja excedida em 50% dos locais e/ou por 50% do tempo. O conhecimento das estatísticas do sinal, em seguida, permite estimar a variabilidade do sinal, por isso, é possível determinar a porcentagem da área especificada que a cobertura do sinal é adequada. Exemplos de modelos de propagação para ambientes urbanos [8] são: COST 231 modelos Walfish-Ikegami, Ikegami, Walfish-Bertoni, Maciel e Xia. A recomendação ITU-R P.1411-4 [9] combina esses modelos e oferece um método misto, que pode ser usado tanto para a recepção interna e externa. Sua aplicação é limitada para micro células e pico células em uma faixa de 1 km do transmissor.

Para distâncias superiores a 1 km, existe um conjunto de métodos de previsão de cobertura de macro células, que considera a atenuação em espaço livre e efeitos de sombreamento. Exemplos destes modelos são Okumura-Hata [10] [11] e Recomendação ITU-R P.1546-3 [12]. Okumura-Hata e COST-231-Hata são métodos com expressões analíticas ajustadas ao método gráfico de Okumura, que foi desenvolvido a partir de campanhas de medição em 1970, e são aplicáveis até 2000 MHz.

2.5.1

Recomendação ITU-R P. 1546-3

A Recomendação ITU-R P. 1546-3 - Método para predição de serviços terrestres ponto área na faixa de frequência de 30 MHz ate 3000 MHz; fornece um método a ser adotado para predição da intensidade do campo em serviços de

rádio-difusão, móvel terrestre, móvel marítimo, e certos serviços fixos (por exemplo, aqueles que utilizam sistemas ponto multiponto), operando na faixa de frequência compreendida 30 MHz e 3000 MHz e com distância na faixa de 1 km até 1000 km.

A recomendação baseia-se em curvas de propagação na qual pode ser obtido o valor da intensidade do campo (excedendo 50%, 10% e 1% do tempo) com potência efetiva irradiada (ERP) de 1 kW, nas frequências nominais de 100 MHz, 600 MHz e 2000 MHz respectivamente, em função de vários parâmetros ver, como exemplifica a figura 2.6. Algumas das curvas se referem a percursos terrestres e outros marítimos. Para se obter valores da intensidade do campo em faixas de frequência diferentes das mencionadas anteriormente, é necessário fazer uso da interpolação ou extrapolação dos valores obtidos nas frequências nominais utilizando o método fornecido pela recomendação.

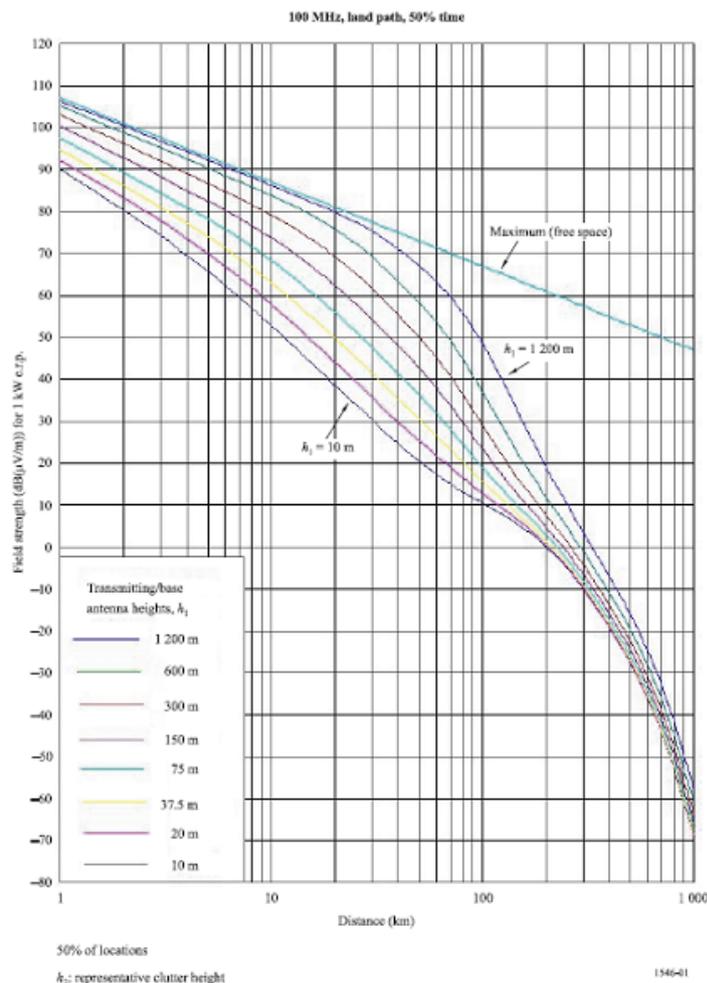


Figura 2.6 Curvas de Potência Excedendo 50 % do tempo na faixa de frequência de 100 MHz

2.6

Caracterização de Canal Rádio de Banda Larga

O comportamento de um canal de rádio propagação pode ser descrito em termos de funções que definem os mecanismos físicos que dominam o comportamento do canal. Deste modo, é importante ter em mente que ao se projetar um sistema de comunicação móvel, não é suficiente que se empregue um dos modelos usuais de propagação existentes. É preciso que se refine tais modelos de forma a torná-los mais precisos, principalmente, quando se trata de áreas onde o efeito de multipercurso é acentuado, podendo-se mesmo localizar os espalhadores e determinar parâmetros que caracterizam a influência do canal no sinal recebido.

Posteriormente, será apresentado um estudo da caracterização do canal de propagação rádio-móvel, onde o objetivo é encontrar simplificações para o canal real, permitindo que se obtenha seus principais parâmetros a partir do perfil de distribuição da potência recebida num extremo receptor.

Caracterizar o canal rádio-móvel é uma tarefa extremamente difícil, devido ao fato do mesmo não ser estacionário. Pode-se, contudo, supor o mesmo estacionário se pequenos intervalos de tempo ou curtas distâncias do percurso forem consideradas. Conforme Parsons [13], o canal rádio-móvel pode ser, inicialmente, tratado como um sistema linear deterministicamente variável no tempo, onde a função do sistema é dada pela resposta ao impulso. Em seguida, o canal é tratado como um sistema aleatoriamente variável no tempo, onde as funções de transferência do sistema se comportam como processos aleatórios caracterizados por funções de correlação. Ao se considerar o canal ESA (Estacionário no Sentido Amplo) no domínio do tempo e com espalhamento descorrelacionado no domínio do retardo, ou seja, WSSUS (*Wide Sense Stationary Uncorrelated Scattering*), as funções de correlação serão simplificadas.

No que diz respeito à caracterização do canal de banda larga sujeito a multipercursos, um trabalho inicial foi descrito por Turin [14] em 1972, e serviu de base para outros importantes trabalhos na área. Vale a pena notar que grande parte das pesquisas em propagação de sinais banda larga em ambientes complexos não contemplam as características espaciais do canal. Isto ocorre porque as

medidas de caracterização espaciais são de extrema complexidade, uma vez que é muito mais difícil coletar dados espaço-temporais do que realizar medidas de resposta impulsiva. Todavia, no momento em que se contempla um sistema de TV digital usando redes SFN, onde se prevê a utilização síncrona de um sistema de múltiplas antenas que permitem o uso de esquemas de diversidade de espaço para, entre outras coisas, aumentar a extensão de área de cobertura, o desenvolvimento de modelos espaço-temporais se torna imprescindível.

2.6.1

Linha Densa de Retardos

O sinal recebido, que sofreu propagação por multipercursos, é constituído por um conjunto de réplicas do sinal transmitido aleatoriamente atenuadas, retardadas e defasadas. Deste modo, o sinal recebido é a superposição das contribuições individuais dos vários percursos e pode ser descrito como a saída de um filtro linear com características de transmissão variáveis no tempo. Como os sinais de entrada e saída podem ser representados tanto no domínio do tempo quanto no da frequência, teremos funções características do filtro.

A primeira delas, $h(\tau, t)$, definida na equação (2.2), corresponde à resposta do filtro num instante t a um impulso aplicado em $t - \tau$.

$$h(\tau, t) = \sum_{p=0}^{P-1} h_p(t) \delta(t - \tau_p(t)) \quad (2.2)$$

Em termos de notação complexa, a saída $z(t)$ corresponde à envoltória complexa $y(t)$ na entrada, ou seja

$$x(t) = \Re_e(y(t)e^{j\omega t}) \quad (2.3)$$

onde,

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} y(t - \tau) h(\tau, t) d\tau \quad (2.4)$$

corresponde a um filtro transversal considerando N multipercursos, onde a resposta impulsiva se refere à contribuição dos espalhadores presentes no canal. A estrutura deste filtro está ilustrada na figura 2.7.

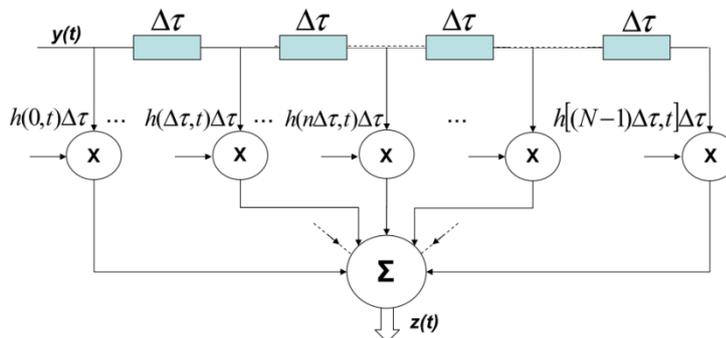


Figura 2.7 Estrutura do filtro transversal

Da mesma forma, é possível definir a equação (2.4) como um somatório que possibilite conceber ou visualizar a representação física do canal com N multipercursos através de uma linha densa de retardos (TDL-*Tapped Delay Line*), onde a entrada $y(t)$ é inicialmente atrasada e posteriormente multiplicada pelo ganho de cada espalhador elementar

Com relação à definição dos pesos (W) que devem ser atribuídos a cada elemento da linha de retardo, a figura 2.8 mostra o nível de sinal médio em larga-escala em função do excesso de retardo, e curvas representando os coeficientes de correlação ($\pm \sigma$) da distribuição log-normal dentro de cada intervalo de retardo da linha densa de retardos ilustrada na figura 2.7.

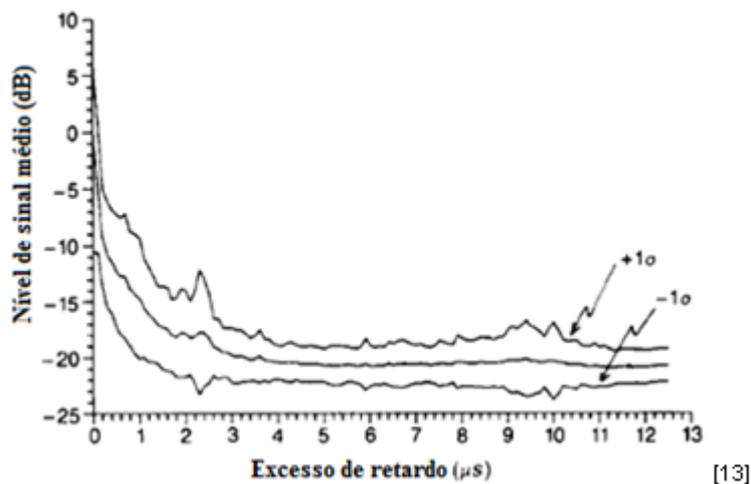


Figura 2.8 Nível de sinal médio em larga escala versus excesso de retardo

Nota-se que o nível de sinal médio decresce continuamente com o aumento do excesso de retardo, o que é esperado uma vez que a componente em grande escala não foi removida, ou seja, o caráter não estacionário do canal. Considerando a implementação de uma linha densa de retardos com um número limitado de elementos, o gráfico explicitamente indica os valores dos retardos essenciais para uma simulação de canal precisa. Esta seleção tem como base o exame do gráfico e na identificação dos ecos que possuam as amplitudes mais significativas. Note-se que a não estacionariedade do canal dificulta sua caracterização estatística, porém podemos remover esta variação em grande escala (sombreamento) acrescida com a variação da distância.

Deste modo, se fossemos considerar um simulador com 12 elementos de retardo ou percursos, a figura 2.8 mostra que a maioria dos ecos mais significativos chegam com retardos inferiores a 2 μ s. Seria razoável, portanto, atribuir seis percursos para cobrir este período, sendo o restante dos elementos distribuídos segundo o critério das amplitudes mais significativas.

Observa-se que a utilização de atrasos de tempo fixo em um modelo de canal conflita um pouco com o conceito de um canal real, todavia, a partir de um exame gráfico da média temporal ($\overline{|h(\tau, t)|^2}$) ilustrada na figura 2.8, identificar os ecos que possuam as amplitudes mais significativas dentro de cada intervalo de retardo é consideravelmente mais fácil e realista do que obter dados aleatórios (retardos) a partir de uma distribuição de Poisson. A grande limitação existente nos simuladores de desvanecimento de canal está na ausência da componente de desvanecimento log-normal e na fraca resolução do retardo. Com relação à limitação imposta pela resolução, a princípio esta não representaria um problema uma vez que linhas de retardo mais densas estão facilmente disponíveis. O problema principal encontra-se no número real de percursos de retardos que serão utilizados, onde cada percurso requer seu próprio modulador (Rayleigh e log-normal) e o peso W . Para produzir uma simulação realista é interessante que se tenha um grande número de percursos, porém isto representa um alto custo computacional. Neste exemplo, doze elementos produziriam um perfil de retardos extremamente preciso, porém na prática oito já seriam suficientes.

2.6.2

Perfil de Retardos

A caracterização estatística é feita em duas etapas: em pequena escala (multipercursos), e em grande escala (sombreamento). Em geral, consideramos o canal quase estacionário (*WSS*) com espalhadores descorrelacionados (*US*). O canal é descrito como um *continuum* de espalhadores com retardos sem correlação e com deslocamentos Doppler também sem correlação. A descrição do canal no domínio do tempo é obtida expressando a função de autocorrelação do sinal de saída do canal.

Se a observação do sinal recebido não depender do instante de tempo e a função autocorrelação da saída no canal for invariante à translação de tempo, podemos considerar que a separação de tempo η é nula, ou seja, $\eta = 0$. Neste caso, $P_h(\tau, \eta)$ [13] pode ser representada por:

$$P_h(\tau, 0) = P_h(\tau) \quad (2.5)$$

onde, a densidade de potência no domínio do retardo/tempo, $P_h(\tau, \eta)$, se transforma numa simples densidade de potência no domínio do retardo, $P_h(\tau)$.

Logo, para medirmos $P_h(\tau)$ basta produzir um sinal $y(t)$ tal que

$$|y(t - \tau)|^2 = \delta(t - \tau) \quad (2.6)$$

Pois, neste caso, a função de autocorrelação do sinal de saída do canal

$$R_z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |y(t - \tau)|^2 P_h(\tau, \eta) d\tau \quad (2.7)$$

se transforma em

$$R_z(t) = P_h(\tau) \quad (2.8)$$

Portanto, para canais *WSSUS* temos um importante resultado, onde a função de autocorrelação na saída do canal é descrita pelo perfil da distribuição no

tempo da potência recebida, ou seja, o chamado perfil de potência de retardo (*power-delay profile*), ou simplesmente, perfil de retardo, $P_h(\tau)$. Note-se que a equação (2.8) será verdadeira se a duração do sinal $y(t)$ for menor do que o espalhamento dos retardos dos 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 , isto é:

$$P_h(\tau) = P_h(t - t_o) \quad (2.9)$$

sendo t_o o retardo referente ao percurso de eco mais curto.

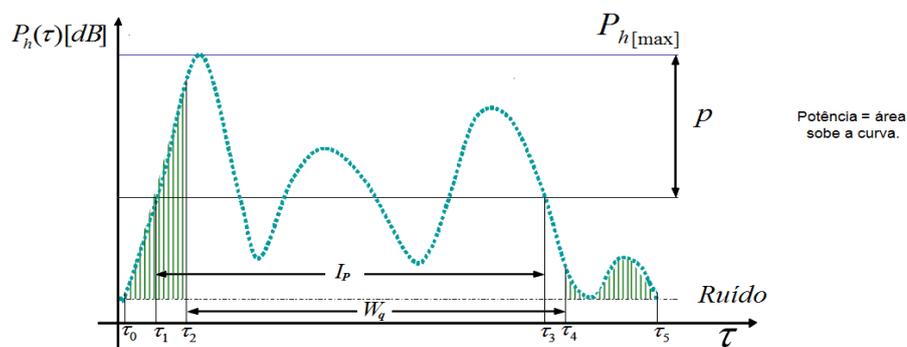


Figura 2.9 Perfil de potência de retardos (perfil de retardos)

onde,

$[\tau_o, \tau_5]$ é o limite de validade para o perfil.

I_P é a diferença entre os retardos máximo e mínimo de um nível P [dB] abaixo do retardo máximo.

$$I_P = (\tau_3 - \tau_1)_P \quad (2.10)$$

Em aplicações práticas, medidas sucessivas de $h(\tau, t)$ podem ser feitas ao longo de um percurso com um receptor móvel. Tomando a média temporal $\overline{|h(\tau, t)|^2}$, teremos informações sobre a potência média da envoltória da função impulsiva do canal para $\eta = 0$. Esta potência é um indicador estatístico da dispersão retardo/tempo do canal em curtas distâncias, ou seja, o conhecimento de

$P_h(\tau)$ especifica as características do canal considerando-se $P_h(\tau)$ como uma distribuição estatística das potências dos ecos.

Desta medida, portanto, podemos também obter dois parâmetros que caracterizam o processo, ou seja, os momentos de $P_h(\tau) = P_h(\tau, 0)$. Estes momentos de grande interesse prático são o retardo médio D e o retardo *Root Mean Square – RMS (Delay Spread)* ou espalhamento dos retardos S . D e S são, respectivamente, média e variância de $P_h(\tau)$, e são dados por:

$$D = \frac{\int_0^{+\infty} \tau P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} P_h(\tau) d\tau} \quad (2.11)$$

$$S = \sqrt{\frac{\int_0^{+\infty} (\tau - D)^2 P_h(\tau) d\tau}{\int_0^{+\infty} P_h(\tau) d\tau}} \quad (2.12)$$

2.6.3

Análise da Variabilidade do Sinal em Pequena Escala na SFN

Como vimos, a propagação através do canal escalar é composta de três partes no que se refere ao sinal recebido em ambiente móvel. A primeira parte é a variação com a distância definida pelos modelos estudados, a segunda parte é a variabilidade do valor mediano da envoltória, à medida que o receptor se desloca, causada pelo sombreamento de edificações e vegetação do ambiente. Como esta variação é sentida por dezenas de comprimentos de onda, ela é chamada de variação em grande escala, caracterizada por uma distribuição log-normal (normal em dB). A terceira parte é a variabilidade em pequena escala descrita por uma função de probabilidade de Rayleigh no caso OOS (*Out of Sight*) ou NLOS, e de Rice no caso LOS (*Line of Sight*).

2.6.3.1

Fator de Rice (K)

Considerando somente uma situação de visibilidade, onde o sinal recebido tem uma componente dominante, além das componentes espalhadas, a função de probabilidade conjunta, envoltória e fase, é dada por:

$$p(r, \theta) = \frac{r}{2\pi\sigma^2} e^{\left[-\frac{r^2+r_0^2-2rr_0\cos\theta}{2\sigma^2}\right]} \quad (2.13)$$

onde r_0 é a envoltória da componente em visibilidade.

Integrando (2.13) em relação à fase de $[0, 2\pi]$, teremos:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\left[-\frac{r^2+r_0^2}{2\sigma^2}\right]} I_0\left(\frac{rr_0}{\sigma^2}\right) \quad (2.14)$$

onde $I_0(.)$ é a função modificada de Bessel de ordem zero e 1ª espécie. Esta distribuição é chamada distribuição de Rice. Todavia, é comum expressarmos (2.14) em termos de fator de Rice K , dado pela razão entre as potências da componente direta e das componentes espalhadas. Em outras palavras, este fator pode ser interpretado como a razão entre a potência de um sinal determinístico (LOS) e a variância dos multipercursos (NLOS), ou seja

$$K = 10 \log \frac{r_0^2}{2\sigma^2} [dB] \quad (2.15)$$

Daí temos:

$$p_r(r) = \frac{2r10^{K/10}}{r_0^2} e^{\left[-\frac{10^{K/10}}{r_0^2}(r^2+r_0^2)\right]} I_0\left(\frac{2r10^{K/10}}{r_0}\right) \quad (2.16)$$

A distribuição da fase será obtida integrando (2.13) em r de 0 a ∞ .

$$p_{\theta}(\theta) = \frac{1}{2\pi} e^{\left(\frac{r_0^2}{2\sigma^2}\right)} \left[1 + \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{r \cos \theta}{\sigma} e^{\left(\frac{r_0^2 \cos^2 \theta}{2\sigma^2}\right)} \right] \left[1 + \operatorname{erf} \left(\frac{r_0 \cos \theta}{\sigma\sqrt{2}} \right) \right] \quad (2.17)$$

Observando a figura 2.10, note-se que quando, $r_0 \rightarrow \sigma\sqrt{2}$ ($K \rightarrow 0$) ou $r_0 \rightarrow 0$ ($K \rightarrow -\infty$), a distribuição de Rice (b) se degenera em uma distribuição de Rayleigh (a) e a distribuição de fase se torna uniforme.

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi} \quad (2.18)$$

Todavia, se $K \gg 1$, a distribuição de Rice (b) se degenera em uma distribuição Gaussiana (c).

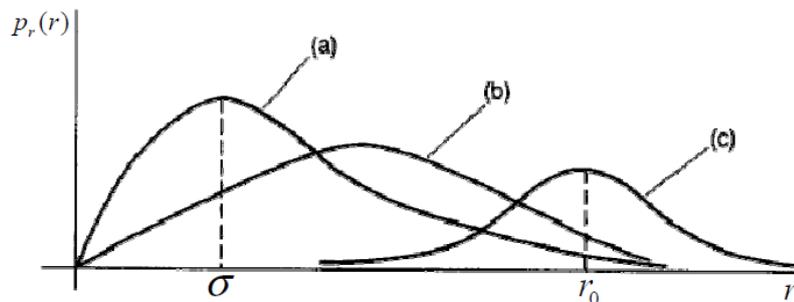


Figura 2.10 Função densidade de probabilidade das distribuições de Rice (b), Rayleigh (a) e Gaussiana

Resumindo, a tabela 2.1 especifica a relação entre o fator K e as distribuições Rayleigh, Rice e Gaussiana

Tabela 2.1 Relação entre fator K e distribuições de Rice, Rayleigh e Gaussiana

| Curva | Valor de K | Distribuição |
|-------|---------------|--------------|
| a | $K \leq 0$ | RAYLEIGH |
| b | de outro modo | RICE |
| c | $K \gg 1$ | GAUSSIANA |