

2

Caracterização e Parâmetros de Dispersão do Canal Rádio-Móvel

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, 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 .

Neste capítulo é realizado um estudo da caracterização do canal de propagação rádio-móvel, chegando-se a 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 [17], o canal rádio-móvel 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 será 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 estacionário no sentido amplo no domínio do tempo e com espalhamento descorrelacionado no domínio de retardo, ou seja, canal WSSUS (*Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scatering*), as funções de correlação podem ser simplificadas.

2.1

Canais Determinísticos

Se $h(t; \tau)$, designada "função espalhamento de retardo de entrada", é a resposta de um sistema, obtida num instante t , devido a uma excitação impulsional aplicada há τ segundos, esta representação inclui as contribuições recebidas dos diversos espalhadores contribuindo com diferentes percursos, através da variável de retardo τ . Tal função é, portanto, o envelope complexo da resposta ao impulso variante no tempo. O deslocamento Doppler, associado à variação de frequência devido ao movimento dos espalhadores ou do receptor móvel, se acha embutido na envoltória complexa de $h(t; \tau)$ de forma que, por transformação dupla de Fourier no tempo e retardo, chega-se a uma função $H(f; \nu)$, de frequência e deslocamento Doppler, dual de $h(t; \tau)$, e chamada de "função de espalhamento Doppler de entrada".

Se $y(t)$ é a envoltória complexa do sinal real $x(t)$, entrada do canal cuja resposta impulsiva é $h(t; \tau)$, a saída do canal $z(t)$ é dada por:

$$z(t) = h(t; \tau) * y(t) \Rightarrow z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) y(t - \tau) d\tau \quad (2.1)$$

onde:

- 1) $x(t) = \text{Re}[y(t) e^{j\omega_c t}]$ e $\omega_c = 2\pi f_c$, onde f_c é a frequência da portadora;
- 2) $h(t; \tau) = 0, \forall \tau < 0$, garante a causalidade do sistema;
- 3) Para canais fisicamente realizáveis o limite inferior da integração é zero, enquanto o superior é T , tempo de observação do canal.

A função $z(t)$ da equação 2.1 representa o canal como uma soma contínua de espalhadores estacionários na qual cada espalhador elementar é responsável por retardos na faixa $(\tau, \tau + d\tau)$ e apresenta uma flutuação de ganho representada por $h(t; \tau)d\tau$. Fisicamente, pode ser representada por um filtro transversal de linha de retardo, o qual é mostrado a seguir, na Figura 1.

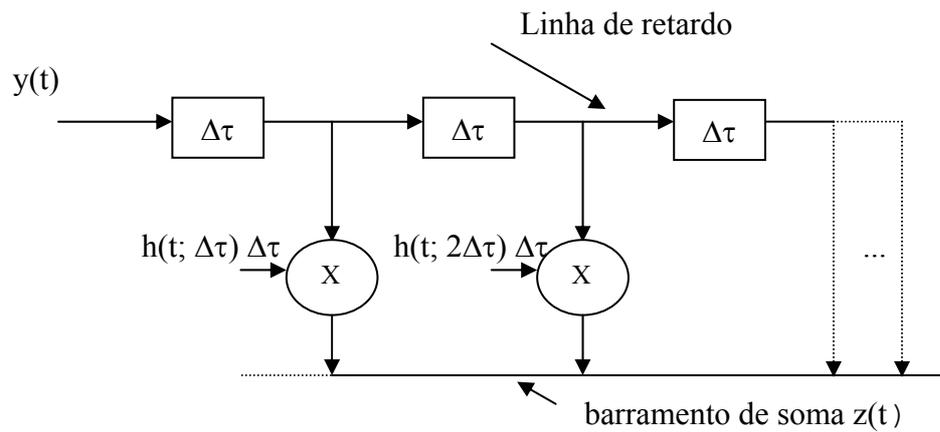


Figura 1 - Modelo Físico do Canal no Domínio do Tempo

No domínio da frequência a saída do canal, segundo Bello [18], é dada por:

$$Z(f) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f; \nu) Y(f - \nu) d\nu \quad (2.2)$$

que pode ser representado pelo modelo da Figura 2.

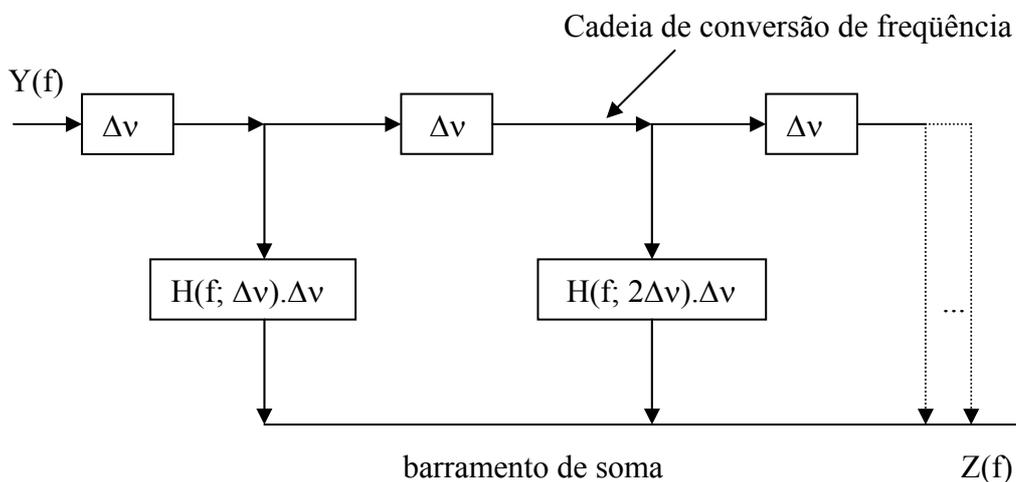


Figura 2 - Modelo Físico do Canal no Domínio da Frequência

Tem-se, portanto, a função $h(t; \tau)$, no domínio tempo/retardo, como a função de transferência do canal, representando o espalhamento temporal do sinal de entrada, enquanto $H(f; \nu)$ é a sua expressão dual, no domínio

freqüência/deslocamento Doppler, representando o espalhamento na freqüência. Duas outras funções são definidas por Bello [18]. Uma delas é $S(\tau; \nu) = F_t\{h(t; \tau)\}$, a transformada direta de Fourier no domínio do tempo da função $h(t; \tau)$, que descreve a dispersão do canal na freqüência devido a um espalhador caracterizado pelo retardo τ . Ela representa a função de transferência do canal no domínio retardo/deslocamento Doppler. Quanto à outra função, $T(f; t) = F_\tau\{h(t; \tau)\}$, é a transformada direta de Fourier no domínio do retardo da função $h(t; \tau)$ e descreve a variação do canal na freqüência, ao longo do tempo. Tal função representa a função de transferência do canal no domínio da freqüência/tempo. Essas 4 funções que caracterizam o canal são esquematizadas na Figura 3 e se relacionam na forma:

$$S(\tau; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi\nu t} dt \quad (2.3)$$

$$T(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t; \tau) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} H(f; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \nu) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \quad (2.5) \\ \text{ou} \\ H(f; \nu) = \int_{-\infty}^{\infty} T(f; t) e^{-j2\pi \nu t} dt \quad (2.6) \end{array} \right.$$

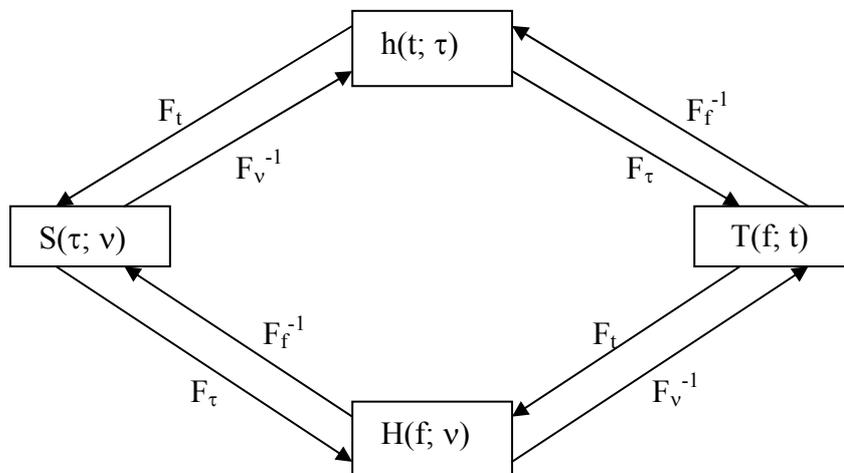


Figura 3 - Diagrama Esquemático das Funções de Sistema

Voltando à equação 2.1 do sinal de saída e substituindo a função $h(t; \tau)$ como a transformada inversa de $S(\tau; \nu)$ dada por:

$$h(t; \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} S(\tau; \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu \quad (2.7)$$

chega-se a:

$$\therefore z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) S(\tau; \nu) e^{j2\pi\nu t} d\nu d\tau \quad (2.8)$$

onde a saída $z(t)$ é a soma de sinais de entrada $y(t)$ retardados aleatoriamente e atenuados por $S(\tau; \nu) d\nu$.

2.2

Canais Aleatórios

O canal rádio-móvel, na prática, funciona como um sistema aleatoriamente variável no tempo, onde as funções do sistema, vistas acima, passam a se comportar como processos estocásticos e, portanto, são descritas pelas funções densidade de probabilidade conjunta multidimensional das variáveis envolvidas, para que possam ser completamente caracterizadas. Para obtenção de tal função seria necessário um número extremamente elevado de medidas. Contudo, para se obter uma estatística completa, é possível se trabalhar de uma forma aproximada com as funções autocorrelação das funções de sistema, obtendo-se as funções autocorrelação do sinal de saída a partir do sinal conhecido de entrada e através da modelagem do sinal de saída por um processo aleatório gaussiano.

Se $R_z(t, s)$ é a função autocorrelação do sinal de saída, onde τ e ξ são retardos associados aos instantes de tempo t e s , respectivamente, então:

$$R_z(t, s) = E [z(t) \cdot z^*(s)] \quad (2.9)$$

onde $E [\cdot]$ é o valor esperado do produto da saída num instante t e o complexo conjugado da saída num instante s .

Substituindo a equação 2.1 de $z(t)$ e supondo a entrada y determinística, a média vai aparecer sobre o produto das funções de transferência, ou seja:

$$R_z(t,s) = E \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(s - \xi) h(t; \tau) h^*(s; \xi) d\tau d\xi \quad (2.10)$$

$$R_z(t,s) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(s - \xi) \underbrace{E[h(t; \tau) h^*(s; \xi)]}_{= R_h(t, s; \tau, \xi)} d\tau d\xi \quad (2.11)$$

Da mesma forma podem ser obtidas as funções:

$$1) R_z(\tau, \xi) = E [z(\tau; \nu) z^*(\xi; \mu)] \quad (2.12)$$

$$R_z(\tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau - \nu) y^*(\xi - \mu) \underbrace{E[h(\tau; \nu) h^*(\xi; \mu)]}_{= R_S(\tau, \xi; \nu, \mu)} d\nu d\mu \quad (2.13)$$

$$2) R_z(\nu, \mu) = E [z(\nu; f) z^*(\mu; l)] \quad (2.14)$$

$$R_z(\nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(\nu - f) y^*(\mu - l) \underbrace{E[h(\nu; f) h^*(\mu; l)]}_{= R_H(\nu, \mu; f, l)} df dl \quad (2.15)$$

$$3) R_z(f, l) = E [z(f; t) z^*(l; s)] \quad (2.16)$$

$$R_z(f, l) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} y(f - t) y^*(l - s) \underbrace{E[h(f; t) h^*(l; s)]}_{= R_T(f, l; t, s)} dt ds \quad (2.17)$$

e as funções autocorrelação do sistema são representadas pelo esquema da Figura 4, onde as variáveis (ν, μ) são deslocamentos Doppler associados aos tempos (t, s) e as variáveis (f, l) são frequências associadas aos retardos (τ, ξ) , respectivamente. As relações entre tais funções são descritas por:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = F_{t,s} \{ R_h(t, s; \tau, \xi) \} \quad (2.18)$$

$$R_T(f, l; t, s) = F_{\tau, \xi} \{ R_h(t, s; \tau, \xi) \} \quad (2.19)$$

$$R_H(v, \mu; f, l) = \begin{cases} F_{\tau, \xi} \{ R_S(\tau, \xi; v, \mu) \} & (2.20) \\ \text{ou} \\ F_{t,s} \{ R_T(f, l; t, s) \} & (2.21) \end{cases}$$

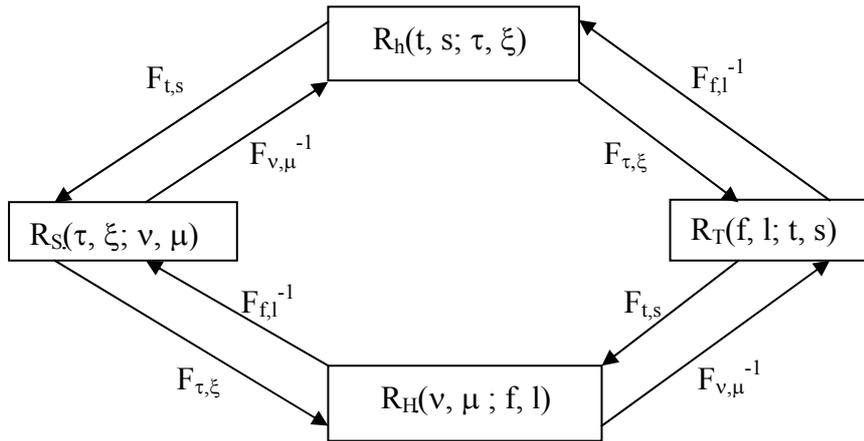


Figura 4 - Relações entre as Funções de Correlação do Canal

2.3
Canais Reais

No caso real, algumas simplificações podem ser obtidas ao se considerar os canais WSSUS. Isto equivale a se tomar curtos intervalos de tempo ou pequenas distâncias, onde se pode considerar as estatísticas do canal praticamente estacionárias.

Considerando-se, inicialmente, a estacionariedade no sentido amplo (WSS), pode-se dizer que a média estatística não depende do instante de tempo ou da localização e que a função autocorrelação é invariável a uma translação de tempo ou distância. Nesse caso, para um intervalo de tempo $\eta = s - t$:

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = R_h(\eta; \tau, \xi) \tag{2.22}$$

$$R_T(f, l; t, s) = R_T(f, l; \eta) \tag{2.23}$$

e para as outras duas funções, usando a definição de transformada direta, obtém-se:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_h(t, s; \tau, \xi) e^{j2\pi(t\nu - s\mu)} dt ds \quad (2.24)$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; t, s) e^{j2\pi(t\nu - s\mu)} dt ds \quad (2.25)$$

Substituindo $s = \eta + t$ e lembrando que:

$$\int_{-\infty}^{\infty} 1 e^{j2\pi t(\nu - \mu)} dt = F^{-1}\{1\} = \delta(\nu - \mu) \quad (2.26)$$

as equações 2.24 e 2.25 tornam-se:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) \cdot e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2.27)$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \eta) \cdot e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2.28)$$

Observa-se que as funções R_S e R_H só são não nulas quando $\nu = \mu$, ponto de existência do impulso $\delta(\nu - \mu)$. Isto significa que as variáveis de deslocamento Doppler, ν e μ , são descorrelatadas.

As duas últimas integrais, obtidas nas equações 2.27 e 2.28, são as transformadas diretas de Fourier das funções autocorrelação R_h e R_T e, portanto, representam densidades espectrais de potência. A primeira delas é a densidade espectral de potência de retardos (τ, ξ) e deslocamento de frequência (μ) e segunda, é a densidade espectral de potência de frequências (f, l) e deslocamento (μ), cujas notações são dadas a seguir.

$$P_S(\mu; \tau, \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} R_h(\eta; \tau, \xi) e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2.29)$$

$$P_H(f, l; \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(f, l; \eta) e^{-j2\pi \eta \mu} d\eta \quad (2.30)$$

A caracterização WSS no tempo equivale, pois, a uma descorrelação no domínio dos deslocamentos Doppler e as funções autocorrelação relativas aos deslocamentos passam a funções de densidade espectral de potência, definidas por:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\nu - \mu) P_S(\mu; \tau, \xi) \quad (2.31)$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) P_H(f, l; \mu) \quad (2.32)$$

Considerando, agora, que os ecos nos canais reais sejam descorrelacionados (US), os ecos associados aos retardos τ e ξ , causados por diferentes percursos, apresentam independência na sua amplitude e pode-se dizer, por analogia com o caso anterior de WSS, que:

$$R_S(\tau, \xi; \nu, \mu) = \delta(\tau - \xi) P_S(\xi; \nu, \mu) \quad (2.33)$$

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(\eta; \xi) \quad (2.34)$$

As funções autocorrelação relativas aos retardos passam, portanto, a funções de densidade espectral de potência. Vale ressaltar que, neste caso, o que se observa é a descorrelação entre os retardos τ e ξ , uma vez que os impulsos acima somente existem quando $\tau = \xi$. Substituindo-se a equação 2.34 em 2.29, obtém-se:

$$P_S(\mu; \xi) = \int_{-\infty}^{\infty} P_h(\eta; \xi) e^{-j2\pi \eta \mu} d\eta \quad (2.35)$$

Trabalhando-se com as duas considerações, de WSS e US, forma-se uma classe de processos estacionários no sentido amplo na variável do tempo e com espalhamento descorrelacionado na variável dos retardos, onde os canais são ditos WSSUS.

Sendo o processo estacionário no sentido amplo, também no domínio da frequência, e tomando-se a variável $\Omega = 1 - f$ como um intervalo de frequências, chega-se para as funções do sistema WSSUS:

$$R_h(t, s; \tau, \xi) = \delta(\tau - \xi) P_h(\eta; \xi) \tag{2.36}$$

$$R_S(\xi, \tau; \nu, \mu) = \delta(\tau - \xi) \delta(\nu - \mu) P_S(\xi; \mu) \tag{2.37}$$

$$R_T(f, l; t, s) = R_T(\Omega; \eta) \tag{2.38}$$

$$R_H(\nu, \mu; f, l) = \delta(\nu - \mu) P_H(\Omega; \mu) \tag{2.39}$$

Substituindo-se a equação 2.38 em 2.30, obtém-se:

$$P_H(\Omega; \mu) = \int_{-\infty}^{\infty} R_T(\Omega; \eta) e^{-j2\pi \eta \mu} d\eta \tag{2.40}$$

A Figura 5 mostra a relação entre as funções de correlação dos canais WSSUS, que caracterizam o canal em pequena escala. Uma vez medido $P_h(\xi)$, pode-se obter $P_S(\mu; \xi)$, $R_T(\Omega; \eta)$ e $P_H(\Omega; \mu)$ das expressões 2.35, 2.38 e 2.40, respectivamente.

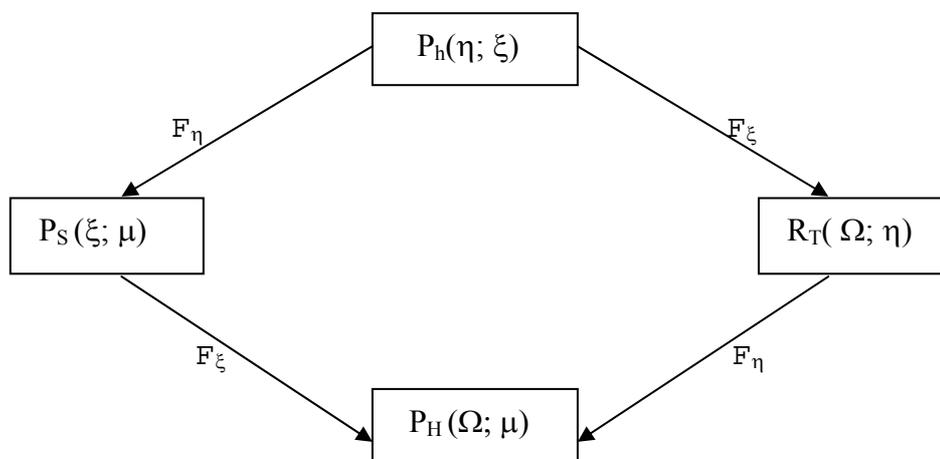


Figura 5 – Relações Entre as Funções de Correlação dos Canais WSSUS

As funções $P_h(\eta; \xi)$ e $P_H(\Omega; \mu)$ são denominadas, respectivamente, perfil de potência de retardos e perfil de Doppler e são discutidas a seguir.

Conhecendo-se uma das funções, qualquer outra pode ser determinada através da transformada de Fourier. Resta saber como obter, na prática, tal função.

Voltando à equação 2.11 de $R_z(t,s)$, autocorrelação do sinal à saída do canal, e substituindo $s = \eta + t$, chega-se a:

$$R_z(t, \eta + t) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t - \tau) y^*(\eta + t - \xi) R_h(t, \eta + t; \tau, \xi) d\tau d\xi \quad (2.40)$$

Tomando-se um intervalo nulo ($\eta = 0$), o que corresponde a um instante de tempo de observação, substituindo-se a equação 2.34 de R_h e supondo uma entrada y impulsional em $t = \xi$ (\equiv faixa larga), obtém-se para a autocorrelação:

$$R_z(t, t) = P_h(t) \quad (2.41)$$

Esta equação mostra que a autocorrelação R_z da função de saída do canal é função da potência média da envoltória da função resposta impulso do canal para $\eta = 0$. Em outras palavras, a identidade acima mostra que, em canais WSSUS, a função autocorrelação de saída do canal é o próprio perfil da distribuição, no tempo, da potência recebida, quando a entrada é impulsiva com relação a $P_h(t)$. Por entrada impulsiva, entende-se que a duração do sinal de entrada $y(t)$ é muito menor que o espalhamento dos retardos de multipercursos, dentro do canal. Esta potência representa a dispersão, no tempo, sobre distâncias curtas, que o canal introduz aos sinais que nele trafegam.

Como, em geral, $P_h(t)$ tem sua origem redefinida de forma que o primeiro multipercurso recebido esteja em t_0 , $P_h(t - t_0)$ será tomado igual a $P_h(\xi)$, onde ξ representa retardo. Esta é a potência que será medida com a sonda e, a partir dela, qualquer das outras três funções pode ser determinada por transformada de Fourier, como será visto adiante.

Da mesma forma, para se obter o deslocamento Doppler médio e o espalhamento Doppler, raciocínio semelhante é realizado, tomando-se medidas

de $P_H(\mu)$, e obtendo-se $R_z(f, f)$. Nesse caso, por analogia com $R_z(t, t)$, chega-se a:

$$R_z(f, l) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} Y(f - \nu) Y^*(f - \mu) R_H(f, l; \nu, \mu) d\nu d\mu \quad (2.42)$$

Com $\Omega = 1 - f$ e a equação 2.39 de $R_H(\nu, \mu; f, l)$ substituídos na equação 2.42, tomando-se uma frequência única, o que significa $\Omega = 0$ e que a entrada é um impulso na frequência (\equiv um tom), chega-se a:

$$R_z(f, f) = P_H(\mu) \quad (2.43)$$

A equação 2.43 mostra que a autocorrelação, à saída do canal, é o perfil da distribuição de potência, na frequência, da potência recebida, quando a entrada é impulsiva em relação a $P_H(\mu)$. Esta potência representa a dispersão de frequência que o canal introduz em sinais que por ele trafegam.

2.4

Parâmetros de dispersão

A dispersão do sinal rádio-móvel pode ocorrer tanto no tempo quanto na frequência e tem origem, principalmente, no fenômeno de multipercurso do sinal transmitido. Devido aos diversos espalhadores encontrados no ambiente entre o móvel e a estação transmissora, réplicas atenuadas do sinal transmitido chegam ao móvel com diferentes retardos, causando a dispersão do sinal no tempo. Esta é caracterizada por parâmetros como retardo médio, espalhamento de retardo e banda de coerência. Devido à mobilidade, do meio ou da estação receptora, associada à variação dos ângulos de chegada dos multipercursos, o efeito Doppler resulta como a dispersão do sinal na frequência, sendo caracterizado pelos parâmetros de deslocamento Doppler médio, espalhamento Doppler e tempo de coerência.

2.4.1

Retardo médio

É o tempo médio de ocorrência entre as réplicas de multipercursos que chegam ao receptor, oriundas do transmissor num instante t .

Partindo-se das medidas do perfil de potência de retardos $P_h(\xi)$, o retardo médio \mathbf{d} de cada perfil é o seu primeiro momento central, definido por:

$$\mathbf{d} = \int_0^{\infty} \xi P_h(\xi) d\xi / \int_0^{\infty} P_h(\xi) d\xi \quad (2.44)$$

Na sonda a ser desenvolvida, detalhada no Capítulo 3, empregar-se-á detecção coerente e serão obtidas as componentes em fase $I(\xi)$ e em quadratura $Q(\xi)$ da resposta do impulso, em vez do perfil de potência de retardos do sinal recebido. Nesse caso, a resposta RI_h ao impulso será complexa:

$$RI_h(\xi) = I(\xi) + jQ(\xi) \quad (2.45)$$

Para a obtenção do perfil de potência de retardos $P_h(\xi)$, calcula-se:

$$P_h(\xi) = |RI_h(\xi)|^2 \quad (2.46)$$

$$P_h(\xi) = |I(\xi) + jQ(\xi)|^2 \quad (2.47)$$

$$P_h(\xi) = I^2(\xi) + Q^2(\xi) \quad (2.48)$$

2.4.2

Espalhamento de retardo (*delay spread*)

É o desvio padrão eficaz σ_T do retardo médio, sendo o segundo momento central de $P_h(\xi)$. Representa o valor efetivo da dispersão, no tempo, de um sinal transmitido como o causado pelo multipercurso no canal. É também chamado de retardo eficaz e definido por:

$$\sigma_T = \sqrt{\int_0^{\infty} (\xi - d)^2 P_h(\xi) d\xi / \int_0^{\infty} P_h(\xi) d\xi} \quad (2.49)$$

A importância da caracterização do espalhamento de retardo num meio é que o seu conhecimento permite que se adote uma taxa de transmissão digital conveniente para o sistema, prevenindo a interferência intersimbólica e descartando o uso de equalizadores. A duração temporal de cada símbolo transmitido deve ser muito maior do que o *delay spread* para que se tenha uma comunicação digital confiável sobre o canal. Valores típicos são de alguns microssegundos em áreas urbanas e frações de microssegundos em áreas suburbanas e abertas. Observa-se, para o cálculo do espalhamento de retardo, que não há a necessidade da informação de fase do sinal recebido, bastando que se tenha a informação de amplitude, que pode ser obtida com um detector de envoltória.

2.4.3

Banda de coerência

É uma medida estatística da faixa de freqüências sobre a qual o canal pode ser considerado plano, o que equivale a uma correlação elevada entre as amplitudes das componentes espectrais. Tipicamente tal correlação é tomada igual a 90%. Uma vez que é o espalhamento temporal do canal o responsável pela variação nas amplitudes das componentes espectrais do sinal transmitido, a banda de coerência do canal terá alguma relação inversa com o espalhamento de retardo.

Ao se considerar um instante de tempo, o que corresponde a $\eta = 0$, a função de correlação de freqüência se apresenta da forma:

$$R_T(\Omega) = \int_0^{\infty} P_h(\eta = 0; \xi) e^{-j2\pi\Omega\xi} d\xi \quad (2.50)$$

A banda de coerência BW_C é o menor valor de Ω para o qual $R_T(\Omega)$ se iguala a um coeficiente de correlação adequado, tipicamente 90%. Assim,

traçando a curva de $R_{Tnormalizado} \times \Omega$, é possível determinar a banda de coerência (Ω) para o coeficiente adotado (R_T).

A banda de coerência do canal limita a faixa do sinal a ser transmitido através dele, pois ela representa a faixa de frequências sobre à qual o canal responde igualmente. Seu conhecimento também indica o espaçamento mínimo entre duas frequências a serem empregadas num sistema com diversidade em frequência. Nesse caso as duas portadoras devem estar espaçadas de, no mínimo, um valor igual à banda de coerência para que seu emprego seja efetivo, ou seja:

$$\Delta f > BW_c \quad (2.51)$$

2.4.4

Deslocamento Doppler

É o desvio máximo de frequência sofrido pelo sinal transmitido, devido ao movimento do móvel ou dos espalhadores, sobre o qual o espectro é essencialmente não nulo. A sua caracterização torna-se importante, pois os sistemas atuais operam com frequências cada vez maiores, implicando em maiores deslocamentos Doppler e conduzindo a maior ruído. Tal ruído é derivado da variação da fase do sinal recebido com o tempo, causando uma modulação em frequência aleatória. Numa forma simplificada, Yacoub [19] mostra que a potência de ruído de FM aleatório é proporcional ao quadrado da velocidade do móvel quando o sinal está na faixa de áudio (300-3400 Hz) e a velocidade máxima do móvel é igual a 96 km/h.

Para uma dada frequência, o que corresponde a $\Omega = 0$, tem-se no domínio do deslocamento μ :

$$d_D = \int_0^{\infty} \mu P_H(\mu) d\mu / \int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu \quad (2.52)$$

Para se determinar $P_H(\mu)$ a partir da resposta $RI_h(\xi)$ ao impulso, duas transformadas de Fourier são necessárias:

$$F_{\eta} \{ RI_h(\eta; \xi_i) \} = RI_S(\xi_i; \mu)$$

$$F_{\xi} \{ RI_S(\xi_i; \mu) \} = RI_H(\Omega_i, \mu)$$

e o quadrado do módulo de $RI_H(\mu)$, para cada Ω_i , fornece o perfil de Doppler $P_H(\mu)$.

Estas transformações nem sempre podem ser calculadas precisamente, sendo dependentes da resolução da sonda empregada. Sem a informação de fase, a transformada de Fourier não fornece a resposta de frequência do canal correta. Neste trabalho, a sonda empregada trabalha com a detecção coerente. Neste caso, obter-se-ia a autocorrelação à saída do canal com a informação de fase do sinal, o que permitiria a obtenção do deslocamento Doppler corretamente, caso a sonda fosse ideal. Como, porém, será visto que a sonda apresenta limitações, deixando de ser ideal, a potência de Doppler não será correta, pois são realizadas duas transformadas de Fourier sobre as medidas de perfil obtidas, acarretando em maior erro. Cox [16] obteve o espectro Doppler através de $P_S(\xi_i, \mu)$, para cada retardo ξ específico. Com isto, empregando apenas a transformada de Fourier da função tempo/retardo $RI_h(\eta; \xi_i)$, obteve $RI_S(\mu; \xi_i)$ em função de deslocamentos Doppler μ caracterizados por μ . Para tal, a equação 2.35 deve ter as densidades espectrais trocadas para respostas do impulso para que as fases possam ser levadas em conta, o que conduz a:

$$RI_S(\mu; \xi_i) = \int_{-\infty}^{\infty} RI_h(\eta; \xi_i) e^{-j2\pi\eta\mu} d\eta \quad (2.53)$$

Para a obtenção da densidade de potência espalhada na frequência para cada retardo de sinal ξ_i , é necessário calcular o quadrado do módulo da equação 2.53 e $P_S(\mu; \xi_i)$ fica, assim, determinado

2.4.5

Espalhamento Doppler

É o desvio padrão eficaz σ_D do deslocamento Doppler, significando o espalhamento espectral da taxa de variação no tempo do canal rádio-móvel.

$$\sigma_D = \sqrt{\int_0^{\infty} (\mu - d_D)^2 P_H(\mu) d\mu / \int_0^{\infty} P_H(\mu) d\mu} \quad (2.55)$$

Seu conhecimento é útil na especificação e projeto de algoritmos adaptativos tais como controle de ganho automático e circuitos de recuperação de fase ou de temporização.

O espalhamento é formado a partir da variação aleatória da frequência percebida por cada multipercurso, conforme a variação das estruturas ao redor do receptor, dando origem ao ruído de FM aleatório, ruído esse responsável pelo limiar de ruído adotado nos sistemas de comunicação móvel digital.

2.4.6

Tempo de Coerência

É uma medida estatística do tempo sobre o qual a resposta ao impulso é essencialmente invariante, ou seja, dois sinais recebidos têm uma forte correlação de amplitude, tipicamente 90%. Sendo o espalhamento na frequência do canal o responsável pela variação nas amplitudes das componentes do sinal transmitido, o tempo de coerência do canal terá uma relação inversa com o espalhamento Doppler.

Para uma dada frequência, o que equivale à separação de frequências $\Omega = 0$, tem-se para a função de correlação de tempo:

$$R_T(\eta) = \int_0^{\infty} P_H(\mu) e^{+j 2 \pi \eta \mu} d\mu \quad (2.56)$$

O tempo de coerência T_C é o menor valor de η para o qual $R_T(\eta)$ se iguala a um coeficiente de correlação adequado. Assim, dando valores a η e traçando a curva de $R_{T\text{normalizado}} \times \eta$, é possível determinar o tempo de coerência (η) para o coeficiente adotado.

O tempo de coerência é fator limitante no uso da diversidade no tempo que trabalha com a retransmissão de mensagens. Neste caso, o intervalo entre as retransmissões (Δt) deve ser maior que o tempo de coerência de forma que as mesmas sejam afetadas diferentemente pelo canal e para que a diversidade seja efetiva, ou seja:

$$\Delta t > T_c \quad (2.57)$$

Na obtenção dos parâmetros do canal a partir das medições realizadas, as integrais envolvidas serão substituídas por somatórios finitos, pois existe um intervalo mínimo, mas não infinitesimal, entre as medições do perfil de potência que entrarão nas fórmulas. No capítulo 4 retonar-se-á a este assunto.