

## 2 Caracterização de canal

Os sinais que se propagam em situações de multipercurso constituem um conjunto de réplicas do sinal transmitido aleatoriamente atenuadas, defasadas e retardadas. O sinal resultante é a superposição de contribuições individuais de cada percurso e pode ser entendida como a saída de um filtro com características de transmissão variantes no tempo, devido tanto ao movimento do receptor em relação ao transmissor quanto ao movimento dos espalhadores. A relação entre entrada e saída deste filtro pode ser representada tanto no domínio do tempo como da frequência através do modelo de canal variante no tempo WSSUS [5] explicado nas seções 2.1 e 2.2 deste capítulo.

No modelo WSSUS, a variação temporal do filtro resulta num deslocamento Doppler que na realidade é a manifestação no domínio da frequência da variação temporal do filtro. Considerando que neste trabalho não existe deslocamento do receptor em relação ao transmissor, o sinal recebido (saída do filtro) apresentará uma variação temporal oriunda somente do movimento dos espalhadores, que representa um deslocamento Doppler praticamente nulo no domínio da frequência.

Desta forma, a explanação do modelo WSSUS se restringirá a explicação das funções de transferência do canal que não levam em função o efeito do deslocamento Doppler.

## 2.1. Canais Deterministicamente Variantes no Tempo

O canal rádio é modelado como um filtro linear com resposta impulsiva que varia no tempo. Como primeira aproximação para modelagem do canal rádio, considera-se o canal deterministicamente variante no tempo, ou seja, tem-se conhecimento de como o canal varia no tempo. Desta maneira, a resposta impulsiva do canal,  $h(\tau, t)$ , é função de duas variáveis: o tempo de excitação  $\tau$  (o tempo de retardo que se marca após uma excitação) e o tempo  $t$  (tempo físico do canal).

A Figura 1 apresenta o modelo de canal como um filtro linear deterministicamente variante no tempo, que possui entrada dada pela equação (2.1), onde  $z(t)$  é a envoltória complexa do sinal e  $f_c$  a frequência de portadora.

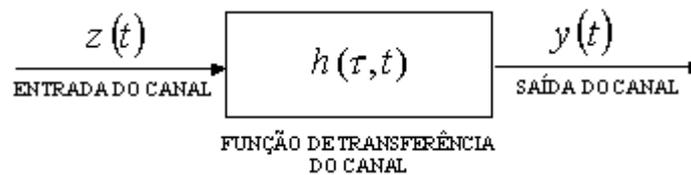


Figura 1 - Modelo de canal

$$x(t) = \text{Re} \left[ z(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.1)$$

Sabendo que a resposta impulsiva é variante no tempo, a envoltória complexa da resposta impulsiva do filtro equivalente ao canal é dada por  $h(\tau, t)$ . Assim, a envoltória complexa da saída do filtro  $y(t)$  é relacionada a envoltória complexa da entrada  $z(t)$ , através da convolução:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} z(t - \tau) \cdot h(\tau, t) d\tau \quad (2.2)$$

A equação (2.2) pode ser também obtida em termos do espectro de entrada do filtro equivalente do canal,

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Z(f).T(f,t)e^{j2\pi f t} df, \quad (2.3)$$

onde  $Z(f)$  é o espectro de amplitude do sinal de entrada e  $T(f,t)$  a função de transferência variante no tempo.

Ambas as funções  $h(\tau,t)$  e  $T(f,t)$  se relacionam via transformada de Fourier direta e inversa pelas equações (2.4) e (2.5):

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

$$h(\tau,t) = \int_{-\infty}^{+\infty} T(f,t).e^{j2\pi f \tau} df, \quad (2.5)$$

onde  $f$  é a frequência ( transformada do tempo de excitação  $\tau$  ).

À primeira vista, as equações (2.4) e (2.5) são funções que individualmente poderiam caracterizar a resposta impulsiva do canal rádio. Porém, um estudo mais realista do canal rádio revela que a obtenção das funções  $h(\tau,t)$  e  $T(f,t)$  sujeitas apenas a duas variáveis determinísticas, não representam situações de canal na prática, visto que, o canal em situações reais não é deterministicamente variante no tempo, sendo na realidade um canal que possui variação temporal de forma aleatória, que o torna um processo estocástico.

## 2.2. Canais aleatoriamente variantes no tempo

A caracterização das funções  $h(\tau, t)$  e  $T(f, t)$  observadas na seção 2.1, como processos estatísticos requer o conhecimento da função densidade de probabilidade conjunta das mesmas. No entanto, uma abordagem mais simples que considera o canal estacionário no sentido amplo se remete ao conhecimento das funções de auto-correlação, que podem fornecer uma estimativa de potência através da obtenção das densidades espectrais de potência.

As funções de auto-correlação são dadas pelas equações:

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = E[h(\tau_1, t_1) \cdot h^*(\tau_2, t_2)], \quad (2.6)$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = E[T(f_1, t_1) \cdot T^*(f_2, t_2)], \quad (2.7)$$

onde \* representa o conjugado complexo e  $E|\bullet|$  o valor esperado.

As equações (2.6) e (2.7) se relacionam via transformada de Fourier direta e inversa:

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) \cdot e^{-j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} df_1 df_2, \quad (2.8)$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) \cdot e^{j2\pi(\tau_1 f_1 - \tau_2 f_2)} d\tau_1 d\tau_2. \quad (2.9)$$

Sabe-se que, num processo estacionário no sentido amplo (WSS-*Wide Sense Stationary*) a função auto-correlação não depende dos valores tempo e frequência, mas sim da diferença entre esses valores [32]. Sendo assim, considera-se o canal estacionário no sentido amplo no domínio da frequência e do tempo.

Primeiramente, considerando o canal estacionário no sentido amplo no domínio do tempo temos,  $n = t_2 - t_1$ . Assim,

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = R_h(\tau_1, \tau_2; n), \quad (2.10)$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = R_T(f_1, f_2; n). \quad (2.11)$$

Considerando o canal estacionário no sentido amplo no domínio da frequência temos,  $\Omega = f_2 - f_1$ . Assim:

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = R_T(\Omega; t_1, t_2). \quad (2.12)$$

Utilizando (2.12) pode-se reescrever (2.8):

$$\begin{aligned} R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(\Omega; f_1, f_2) \cdot e^{-j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} df_1 df_2, \\ R_h(f_1, f_2; t_1, t_2) &= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(\Omega; f_1, f_2) \cdot e^{-j2\pi(f_1\tau_1 - \Omega\tau_2 - f_1\tau_2)} d\Omega df_1, \\ R_h(f_1, f_2; t_1, t_2) &= \int_{-\infty}^{+\infty} e^{j2\pi \cdot f_1(\tau_1 - \tau_2)} df_1 \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(f_1, f_2; n) \cdot e^{j2\pi \cdot \Omega\tau_2} d\Omega, \end{aligned} \quad (2.13)$$

sendo que, a primeira integral da equação (2.13) representa um impulso unitário para  $\tau_1 = \tau_2$  e a segunda integral a densidade espectral de potência no domínio  $h(\tau, t)$ . Assim, a equação (2.13) pode ser reescrita como,

$$R_h(f_1, f_2; t_1, t_2) = \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot P_h(\tau_2; t_1, t_2) \quad (2.14)$$

A partir das equações (2.14), nota-se que um canal WSS no domínio da frequência estabelece um canal US (*Uncorrelated Scatters*) no domínio dos retardos,  $\tau$ . Um canal US no domínio dos retardos representa um canal com diferentes espalhadores, que individualmente geram retardos com amplitudes descorrelacionados, caso  $\tau_1 \neq \tau_2$ .

Considerando o canal simultaneamente estacionário nos domínio do tempo e decorrelacionado no domínio dos retardos, as funções  $R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2)$  e  $R_T(f_1, f_2; t_1, t_2)$  a partir de (2.10), (2.11), (2.12) e (2.14) passam a ser representadas por:

$$R_h(\tau_1, \tau_2; t_1, t_2) = \delta(\tau_2 - \tau_1) \cdot P_h(\tau_2; n) \quad (2.15)$$

$$R_T(f_1, f_2; t_1, t_2) = R_T(\Omega; n) \quad (2.16)$$

$P_h(\tau; n)$  e  $R_T(\Omega; n)$  se relacionam via transformada inversa de Fourier pela equação.

$$P_h(\tau; n) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_T(\Omega; n) \cdot e^{+j2\pi t \Omega} d\Omega \quad (2.17)$$

A partir de  $P_h(\tau; n)$  e  $R_T(\Omega; n)$ , retiram-se parâmetros importantes para o entendimento dos efeitos da dispersão no canal: perfil de potência de retardo, retardo médio, retardo RMS e banda de coerência.