

# PROPAGAÇÃO EM RÁDIO MÓVEL

## Prof. Waldecir J. Perrella

### Desvanescimento em Pequena Escala e Multipercurso.

Desvanescimento em pequena escala ou simplesmente desvanecimento (fading), é usado para descrever a rápida flutuação da amplitude de um sinal de rádio durante um pequeno período de tempo ou uma pequena distância percorrida, tal que os efeitos das perdas de larga escala podem ser desprezadas. Desvanescimento é causado pela interferência entre duas ou mais versões do sinal transmitido que chegam ao receptor em diferentes instantes de tempo. Estes sinais, chamados sinais de multipercursos, são combinados na antena receptora e resultam num sinal que varia em amplitude e fase, dependendo da distribuição de intensidade e do tempo de propagação relativo destes sinais e também da largura de faixa do sinal transmitido.

Os principais efeitos da propagação de multipercurso são:

- Mudanças rápidas na intensidade do sinal em pequenas distâncias percorridas ou intervalos de tempos;
- Modulação aleatória em frequência devido variação de deslocamentos Doppler nos sinais de multipercursos;
- Dispersão no tempo (ecos) causada pelos atrasos na propagação dos multipercursos.

#### 1. Canal de Rádio Fixo

Para analisar os efeitos da propagação multipercurso determina-se, inicialmente, o equivalente banda base complexo do sinal recebido de um enlace em microondas onde o transmissor e o receptor estão fixos e separados por uma distância  $d$  e que o sinal tenha uma atenuação  $A$ , como mostra a Figura 1:

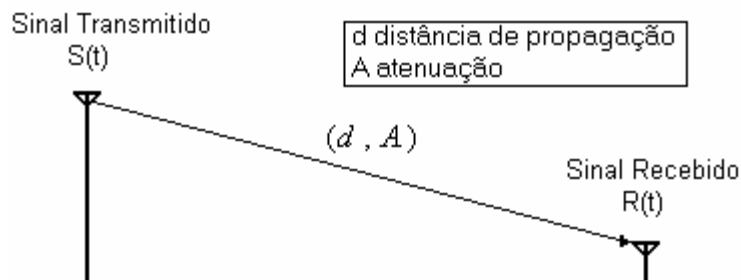


Figura 1 Propagação no espaço livre com transmissor e receptor fixos.

Supondo que o sinal transmitido  $S(t)$  é dado pela expressão:

$$S(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}\{u(t)e^{j\omega_c t}\} \quad (1)$$

Onde:  $u(t)$  é o equivalente banda base complexo do sinal transmitido e  $\omega_c$  é a frequência da portadora em radianos por segundo.

Como a distância de propagação é  $d$  e a velocidade de propagação é  $c$ , o atraso que o sinal recebido apresenta é dado por:

$$\tau = \frac{d}{c} \quad (2)$$

O sinal recebido  $R(t)$  em banda passante resulta como:

$$R(t) = \sqrt{2}A \operatorname{Re}\{u(t-\tau)e^{j\omega_c(t-\tau)}\} \quad (3)$$

Definindo  $k$  como a constante de propagação dada por:

$$k = \frac{\omega \tau}{d} = \frac{\omega_c}{c} = \frac{2\pi}{\lambda} \quad (4)$$

Onde  $\lambda$  é o comprimento de onda. O sinal recebido pode ser reescrito da seguinte forma:

$$R(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re}\{A u(t-\tau)e^{-jkd} e^{j\omega_c t}\} \quad (5)$$

Analisando a equação (5) tem-se, na Figura 2a, que o equivalente base banda base do canal, caracteriza o efeito da propagação no sinal banda base equivalente recebido. A resposta impulsiva equivalente banda base, mostrada na Figura 2b, é dada por:

$$h(t) = A e^{-jkd} \delta(t-\tau) \quad (6)$$

A função de transferência em banda base equivalente, mostrada na Figura 2c, é dada por:

$$H(\omega) = A e^{-jkd} e^{-j\omega\tau} \quad (7)$$

Pode-se observar que o sinal em banda base é atrasado de  $\lambda$ , o mesmo que o sinal em banda passante, e, além disso, existe um deslocamento na fase de  $kd=2\pi d/\lambda$  radianos. A equação (7) mostra que, devido ao atraso  $\tau$ , a variação da função de transferência é linear com a frequência. Para receptores móveis, efeito de pequenas mudanças em  $d$ , na resposta do canal em banda base é importante. Este efeito é mais pronunciado para o deslocamento da fase do que para o atraso.

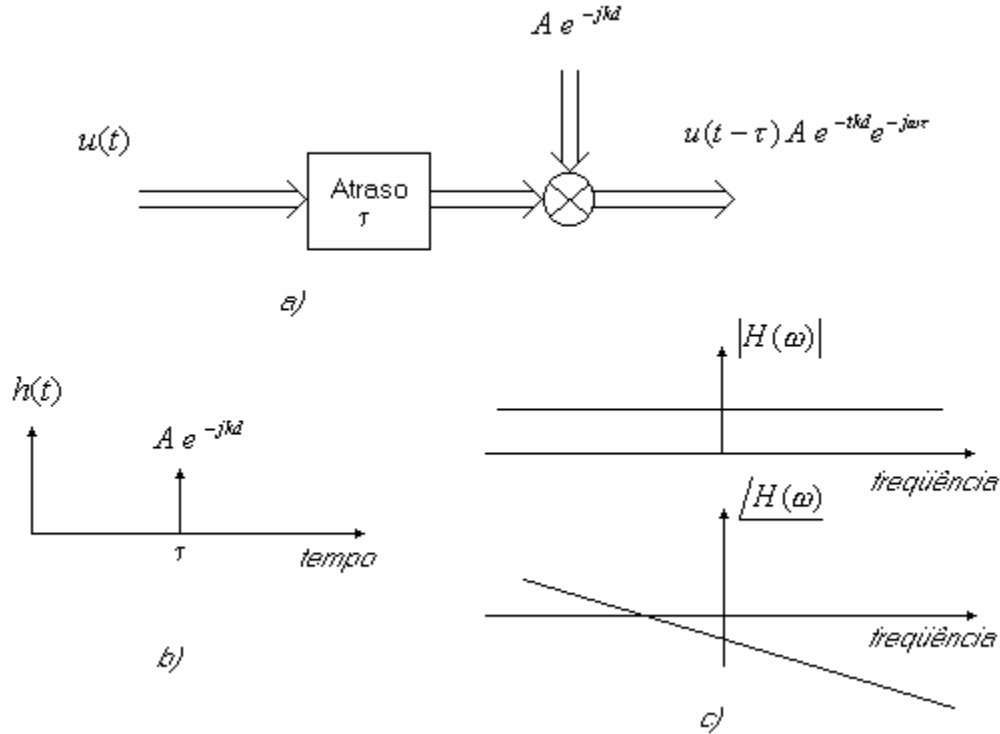


Figura 2 Banda base equivalente para propagação no espaço livre.

- a) Banda base equivalente do canal
- b) Banda base equivalente da resposta impulsiva
- c) Banda base equivalente da função de transferência

Como exemplo, considere uma portadora em 1GHz, o comprimento de onda é  $\lambda=c/f_c=0,3\text{m}=30\text{cm}$  e a constante de propagação é  $k=\omega_c/c=2\pi/\lambda=21$  radianos/metro. Assim um deslocamento da distância de  $\lambda/2=15\text{cm}$ , provoca um deslocamento na fase de  $k\lambda/2=2\pi\lambda/(2\lambda)=\pi$ . Em contraste um deslocamento de um metro, provoca um atraso de  $1/c=3,3$  ns, o que é insignificante para as larguras de faixa em banda base típicas. Por exemplo, na frequência de 1MHz, o deslocamento de fase devido a este atraso é somente  $\omega\tau=2\pi 0,0033\text{rd} \cong 1^\circ$ .

Considera-se, agora, o efeito do multipercurso num enlace onde o transmissor e receptor ainda estão fixos, como mostra a Figura 3.

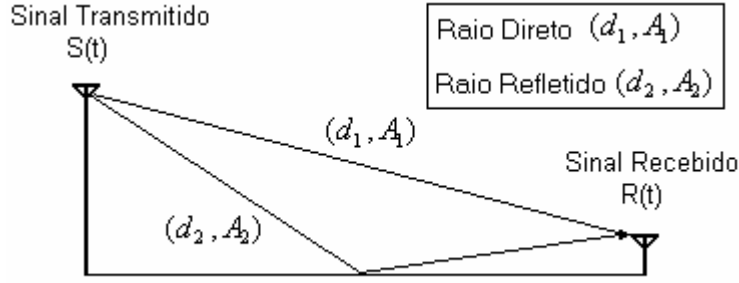


Figura 3 Enlace com dois raios e transmissor e receptor fixos.

Para se determinar o efeito do multipercurso no sinal banda passante é conveniente utilizar-se o equivalente banda base para os dois raios:

**Raio Direto:** Atenuação  $A_1$ , distância  $d_1$  atraso  $\tau_1 = d_1/c$  tem-se a seguinte função de transferência:

$$H_1(\omega) = A_1 e^{-j\omega\tau_1} e^{-jkd_1} \quad (8)$$

**Raio Refletido:** Atenuação  $A_2$ , distância  $d_2$  atraso  $\tau_2 = d_2/c$  tem-se a seguinte função de transferência:

$$H_2(\omega) = A_2 e^{-j\omega\tau_2} e^{-jkd_2} \quad (9)$$

Definindo-se dois parâmetros:  $\Delta d = d_1 - d_2$  e  $\Delta\tau = \tau_1 - \tau_2$  e aplicando-se a superposição para as duas funções de transferência em banda base tem-se:

$$\begin{aligned} H(\omega) &= A_1 e^{-j\omega\tau_1} e^{-jkd_1} + A_2 e^{-j\omega\tau_2} e^{-jkd_2} = \\ &= A_1 e^{-j\omega\tau_1} e^{-jkd_1} \left( 1 + \frac{A_2}{A_1} e^{j\omega\Delta\tau} e^{jk\Delta d} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

Considerando os primeiros termos da equação (10) tem-se uma constante ( $A_1 e^{-jkd_1}$ ) e um outro termo ( $e^{-j\omega\tau_1}$ ) que mostra que a fase varia linearmente com a frequência devido ao atraso  $\tau_1$ , idêntico ao caso quando se tinha um único percurso. O termo entre parênteses é o mais importante, pois representa a dependência com a frequência, devido a interferência construtiva e destrutiva entre os dois sinais recebidos.

O parâmetro criticamente importante é o  $\Delta\tau$ , que é chamado “delay spread”. Dois casos distintos podem ocorrer:

**a) Desvanescimento Plano, Flat Fading ou Narrowband:**

Quando, para a faixa de frequência de interesse do sinal banda base equivalente,  $|\omega \cdot \Delta\tau| \ll \pi$ . Neste caso, o termo entre parênteses da equação (10) praticamente independe da frequência e assim, os dois percursos é semelhante a um único percurso, isto é, um deslocamento de fase constante mais um deslocamento de fase linear com a frequência devido ao atraso  $\tau_1$ .

**b) Desvanescimento Seletivo em Frequência, Frequency Selective Fading ou Broadband**

Caso inverso, isto é quando, para a faixa de frequência de interesse do sinal banda base equivalente,  $|\omega \cdot \Delta\tau| \gg \pi$ . Neste caso, tem-se que o sinal resultante apresenta uma complicada dependência com a frequência devido a interferência construtiva e destrutiva.

Definindo a transição entre os casos acima pela relação  $|2\pi f_{\max} \Delta\tau| = 0,01\pi$ , e  $f_{\max}$  é a maior frequência do sinal banda base tem-se:

$$f_{\max} = \frac{1}{200\Delta\tau} \text{ Hz} \quad (11)$$

Como exemplo, se um canal apresenta um delay spread de 1 nanosegundo ele será considerado Flat fading ou Narrowband para sinais banda base com largura de faixa menores que 5 MHz e Frequency Selective Fading ou Broadband para sinais banda base com largura de faixa bem maiores que 5 MHz. Pode-se observar que o parâmetro importante é o delay spread e não o atraso absoluto e nem a frequência da portadora.

Para o caso de dois raios, a intensidade da resposta em frequência ao quadrado do termo que depende da frequência é:

$$|1 + \rho e^{j\omega\Delta\tau}|^2 = 1 + |\rho|^2 + 2\text{Re}\{\rho e^{j\omega\Delta\tau}\} \quad (12)$$

Onde  $\rho$  é uma constante complexa. Na Figura 4 tem-se a Intensidade em dB para a faixa de frequência onde o modelo do canal é Flat fading ( $\pm 500$  kHz) e para a faixa de frequência onde o modelo do canal é Frequency Selective Fading Broadband ( $\pm 50$  MHz)

Pode-se observar que a resposta em frequência do canal com flat fading é analisada na faixa de frequência obtida usando-se o critério dado pela equação (11). Verifica-se que um sinal banda base com largura de faixa menor que 500 kHz não apresenta atenuação significativa em frequência (variação da ordem de um dB). Por outro lado, quando o sinal

banda base tiver uma largura de faixa bem maior que 500 kHz, ele terá uma atenuação muito acentuada em algumas frequências devido interferência destrutiva e também ao fato que os caminhos terem aproximadamente a mesma amplitude. Nota-se, também, algumas frequências apresentam um ganho de 6 dB devido a interferência construtiva.

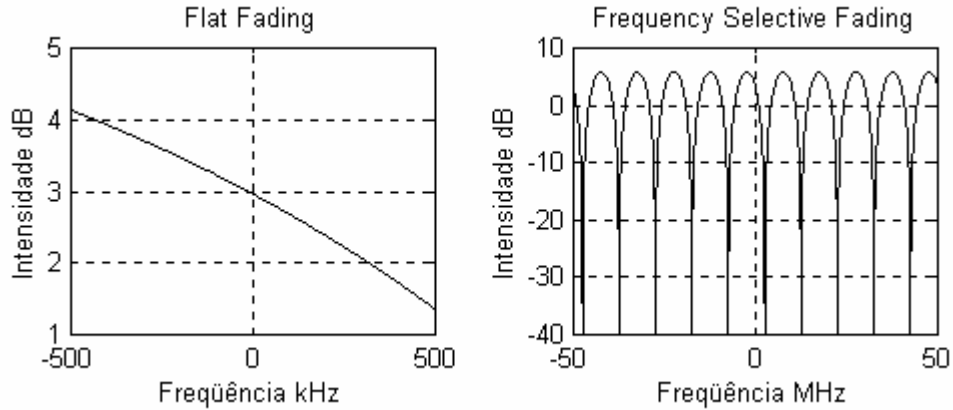


Figura 4 Resposta em frequência do canal em banda base para  $\Delta\tau=100$  ns e  $\rho=0,99j$ : a) Desvanescimento Plano e b) Desvanescimento Seletivo em Frequência

## 2. Canal de Rádio Móvel

O canal de rádio móvel, utilizado para comunicações com veículos em movimento, exibe características bem distintas das transmissões ponto a ponto fixos. A seguir destacam-se suas principais características:

- Antenas omni-direcional e assim apresentam ganhos pequenos
- Podem existir obstáculos que impedem a propagação direta
- O receptor em movimento, provoca variação temporal das condições de transmissão e o aparecimento de Doppler na frequência da portadora
- Em áreas urbanas, existem muitas oportunidades para múltiplas reflexões originando o modelo de multipercurso.

O modelo de dois percursos pode ser estendido a um modelo de  $M$  percursos, usando-se a superposição. Assim, o equivalente banda base complexo do sinal recebido pode ser dado por:

$$\sum_{i=1}^M A_i u(t - \tau_i) e^{-jkd_i} \quad (13)$$

Onde  $A_i$  são coeficientes de atenuação reais,  $d_i$  é o  $i$ -ésimo percurso e  $\tau_i$  é o  $i$ -ésimo atraso de propagação. Pode existir um percurso dominante, mas as atenuações dos outros percursos dependem dos coeficientes de reflexões, que resultam numa complicada relação com a posição. Mais ainda, devido aos efeitos de sombreamento, pode não existir o caminho direto, por exemplo, quando o receptor estiver atrás de prédios e neste caso a onda de rádio apresenta perda de difração. A perda de sombreamento varia consideravelmente

com distâncias da ordem de dezenas a centenas de metros. Fazendo-se a média da potência recebida numa área de  $1 \text{ km}^2$ , tem-se que o sinal apresenta o valor estimado pelos métodos de Larga Escala, mas se a média for realizada numa área de  $1 \text{ m}^2$  tem-se uma flutuação adicional com a posição devido ao sombreamento. O sombreamento apresenta uma distribuição log-normal no local onde foi efetuado a média da potência recebida. O desvio padrão da potência expresso em dB é aproximadamente 4 dB para áreas urbanas típicas.

Quando se examina a potência recebida num local, sem efetuar-se a média na área, tem-se flutuações severas devido ao fading de multipercurso. Para veículos, em movimento, desvanecimento de 40 dB abaixo da média local são freqüentes, com, mínimos sucessivos ocorrendo a meio comprimento de onda (uma fração de um metro para as freqüências de microondas). Assim, o movimento de um veículo introduz uma nova dimensão ao desvanecimento experimentados pelos sistemas de comunicações ponto a ponto. Esta flutuação rápida é conhecida como Desvanecimento de Rayleigh, devido a distribuição da envoltória da portadora recebida, freqüentemente apresenta a distribuição de Rayleigh.

Para entender o desvanecimento de Rayleigh, é necessário analisar-se o efeito do movimento do veículo que resulta numa variação temporal da fase da portadora recebida. Da mesma forma, considera-se inicialmente um único percurso e então aplica-se a superposição para multipercurso.

A geometria para um único percurso com reflexão é mostrado na Figura 5. Como mostrado, define-se um transmissor virtual, atrás do refletor, com uma propagação direta para o receptor. A seguir define-se os seguintes parâmetros:

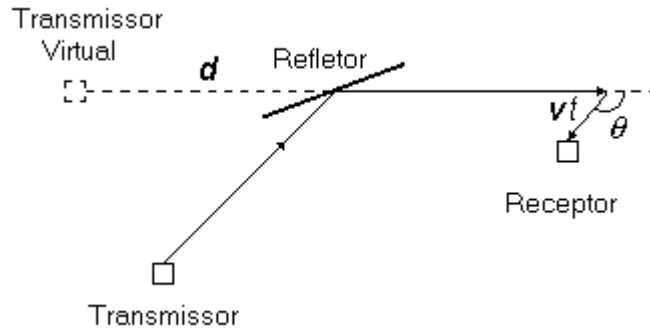


Figura 5 Trajetória de um veículo se movendo à velocidade constante, relativa a um caminho de propagação que inclui um refletor

$\mathbf{d}$  é um vetor que representa a distância entre o transmissor virtual e o receptor no instante  $t=0$  e  $d$  é o seu módulo;

$\mathbf{v}$  é o vetor velocidade do veículo no instante  $t=0$  e  $v$  é o seu módulo;

$\theta$  é o ângulo de chegada do sinal em relação ao vetor velocidade do veículo

O vetor do transmissor ao receptor no instante  $t$  é  $\mathbf{d} + \mathbf{v} \cdot t$  e a distância de propagação, em função do tempo, é dada por:

$$|\mathbf{d} + \mathbf{v} \cdot t| = \sqrt{d^2 + v^2 t^2 + 2vdt \cos(\theta)} \quad (14)$$

Esta distância não varia linearmente com o tempo, mas pode ser aproximada por uma função linear do tempo. Assim se  $t \ll d/v$  tem-se que essa distância pode ser dada por:

$$|d + v \cdot t| \cong d + vt \cos(\theta) \quad (15)$$

Por exemplo, se  $d=1$  km e  $v=30$ m/s (100 km/h) então a aproximação vale para  $t \ll 66$ s.

Esta variação da distância tem uma declividade  $+v$  quando o receptor está diretamente se afastando do transmissor,  $-v$  quando o receptor está diretamente se aproximando do transmissor, e zero quando o receptor está se movendo ortogonalmente ao transmissor.

Com esta geometria o sinal recebido resulta:

$$\text{A Re} \left\{ u \left( t - \frac{d}{c} - \cos(\theta) \frac{v}{c} t \right) e^{-jkd} e^{-j \cos(\theta) kv t} e^{j\omega_c t} \right\} \quad (16)$$

A seguir são destacados os vários efeitos que ocorrem na propagação:

- O sinal banda base  $u(t)$  sofre um atraso variável no tempo, devido a mudança na distância de propagação. Este efeito é desprezível uma vez que a velocidade da luz é muito maior que a velocidade do veículo;
- Existe um deslocamento estático da fase  $e^{-jkd}$ , devido a propagação no instante  $t=0$ ;
- A reflexão, mostrada na Figura 5, além de influenciar a distância de propagação e o ângulo de chegada ela, também, altera a constante de propagação adicionando um deslocamento de fase desconhecido, devido ao coeficiente de reflexão;
- O mais importante é o efeito do deslocamento da fase varia linearmente com o tempo, que corresponde a um deslocamento da frequência da portadora e é conhecido como deslocamento Doppler. A frequência da portadora é deslocada de  $\omega_c$  para  $\omega_c - \omega_d$ , onde a frequência Doppler é dada por:

$$\omega_d = k v \cos(\theta) = \frac{2\pi v}{\lambda} \cos(\theta) \quad (17)$$

Quando o receptor se afasta do transmissor o deslocamento Doppler é positivo e é negativo quando o receptor se aproxima do transmissor.

Como exemplo, para um veículo se movimentando com  $v=30$ m/s ( $\approx 100$ km/h) e a portadora é 1 GHz ( $\lambda=0,3$  m), então o máximo Doppler é  $f_d=v/\lambda=100$  Hz.

O deslocamento Doppler não é muito problemático para um receptor, quando existe um único percurso. O efeito mais significativo ocorre quando existe mais de um percurso, onde cada dos multipercursos apresentam deslocamentos Doppler diferentes devido aos seus ângulos de chegadas serem diferentes.

Para analisar esse efeito considera-se que o delay spread desses multipercursos são muito pequenos ( $\approx$  zero) e neste caso tem-se um modelamento de flat fading. Na Figura 6 tem-se a representação geométrica, desta situação, utilizando-se uma elipse para representar



os possíveis pontos de reflexões e em seus focos estão o transmissor e receptor. Desta forma, todos os multipercursos chegam ao receptor com diferentes ângulos de chegada mas com mesmo atraso (delay spread igual a zero).

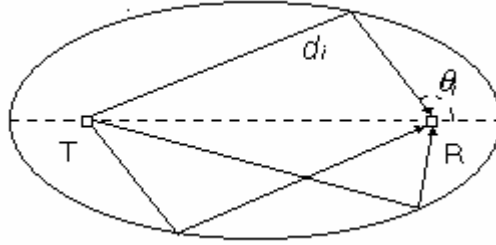


Figura 6 Geometria mostrando a propagação de multipercursos com mesmo atraso e diferentes ângulos de chegada

Neste caso a superposição desses multipercursos resulta numa flutuação rápida da amplitude e fase do sinal recebido. Para esta análise, aplica-se a superposição para  $M$  percursos e assim tem-se o sinal recebido resultante:

$$\sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=1}^M A_i u(t - \tau_i) e^{j(\phi_i - \omega_d \cos(\theta_i) \cdot t)} e^{j\omega_c t} \right\} \quad (18)$$

Onde:

$\phi_i$  é o deslocamento de fase no instante  $t=0$  mais a parcela devido ao coeficiente de reflexão do  $i$ -ésimo percurso;

$\theta_i$  é ângulo de chegada do  $i$ -ésimo percurso;

$\tau_i$  é o atraso do  $i$ -ésimo percurso;

$A_i$  é a atenuação do  $i$ -ésimo percurso

Aplicando-se a superposição para o modelo narrowband, isto é,  $\tau_i = \tau = \text{constante}$ , a equação (18) resulta:

$$\sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ \left( \sum_{i=1}^M A_i e^{j(\phi_i - \omega_d \cos(\theta_i) \cdot t)} \right) u(t - \tau) e^{j\omega_c t} \right\} = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left\{ r(t) u(t - \tau) e^{j\omega_c t} \right\} \quad (19)$$

Onde,  $r(t)$  é o equivalente banda base do canal e dado por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M A_i e^{j(\phi_i - \omega_d \cos(\theta_i) \cdot t)} \quad (20)$$

Como exemplo, mostra-se na Figura 7, o efeito resultante da soma de duas portadoras com um Doppler relativo de 100 Hz,  $A_1=1$  e  $A_2=0.9$ . Neste caso  $r(t)$  é dado por:

$$r(t) = 1 + 0,9e^{-j2\pi 100t} \quad (21)$$

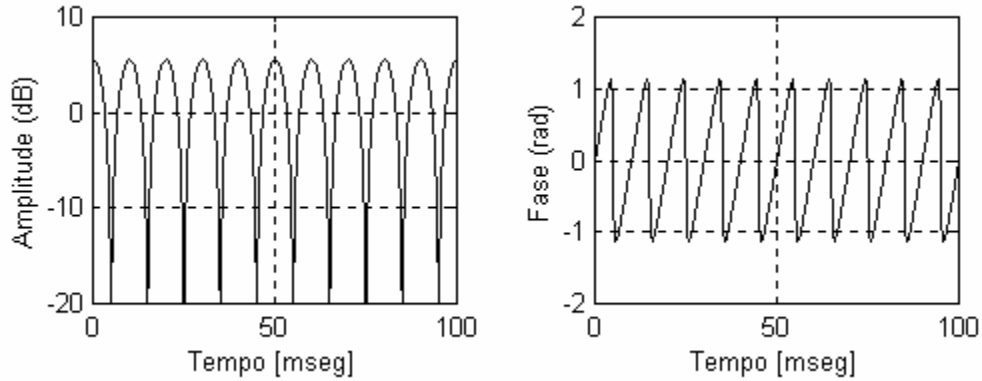


Figura 7 Amplitude e fase de  $r(t)$  resultante da superposição de dois percursos com deslocamentos Doppler de 0 e 100 Hz e  $A_1=1$  e  $A_2=0,9$ .

Observa-se na Figura 7 que o sinal resultante apresenta desvanecimento em intervalos de 10 ms, que corresponde ao inverso do deslocamento Doppler. Nota-se, também, que existe deslocamentos, periódicos e muito rápidos, na fase correspondendo precisamente com os desvanecimento da amplitude do sinal. Estes efeitos são melhor explicados pela Figura 8 que um diagrama polar da trajetória de  $r(t)$ .

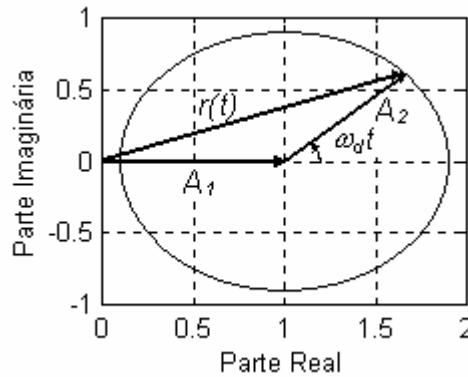


Figura 8 Trajetória de  $r(t)$  nas mesmas condições da Figura 7

Na Figura 8, observa-se que a trajetória de  $r(t)$  apresenta uma trajetória circular com velocidade angular constante e igual a  $\omega_d$ . Assim, o desvanecimento em amplitude quando a trajetória se aproxima da origem e que coincide no instante que a fase muda mais rapidamente.

Estes gráficos são repetidos, nas Figuras 9 e 10, para 40 percursos com ângulo de chegada uniformemente espaçados.

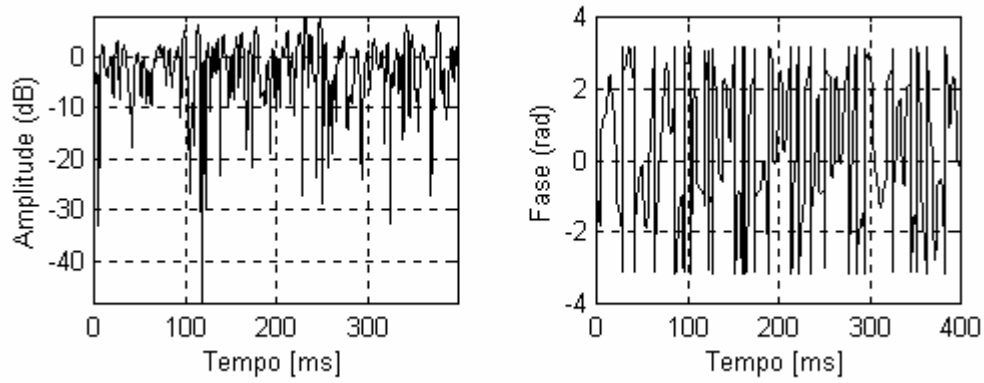


Figura 9 a) Amplitude e b) Fase resultante da superposição de 40 percursos com ângulos de chegada uniformemente distribuídos onde cada percurso tem a amplitude e fase  $\phi_i$  aleatória entre 0 e  $2\pi$ .

Pode-se observar que a trajetória tem um comportamento aleatório, ela apresenta desvanecimento em amplitude que coincide com a variação rápida da fase e que esses desvanecimentos ocorrem em intervalos de 10ms. Isto corresponde ao tempo que o receptor percorre meio comprimento de onda.

Na Figura 10 tem-se que a trajetória de  $r(t)$  é uniforme.

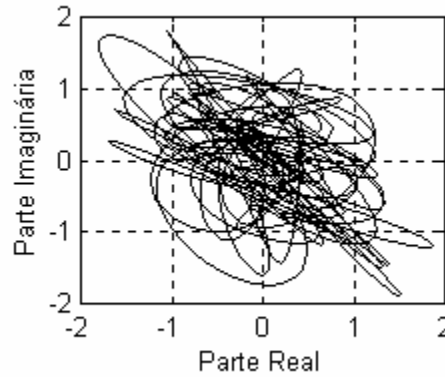


Figura 10 Trajetória de  $r(t)$  nas mesmas condições da Figura 9

A variação caótica, da amplitude e fase, com o tempo, mostrada nas Figuras 9 e 10, pode ser caracterizada estatisticamente, empregando-se o Teorema do Limite Central. Assim,  $r(t)$  pode ser modelado como um processo aleatório  $R(t)$ . Examinando este processo num dado instante de tempo  $t_0$ , a fase do  $i$ -ésimo percurso é dado por:

$$\xi_i = \phi_i - \omega_d \cos(\theta_i) \cdot t_0 \quad (22)$$

Como as fases  $\phi_i$  são funções muito sensíveis da posição inicial, é razoável supor que  $\xi_i$  são variáveis aleatórias independentes e uniformes no intervalo  $[0, 2\pi]$ . A parte real e imaginária de  $R(t_0)$  podem ser escritas por:

$$\text{Re}\{R(t_0)\} = \sum_i A_i \cos(\xi_i) \quad , \quad \text{Imag}\{R(t_0)\} = \sum_i A_i \sin(\xi_i) \quad (23)$$

Como cada parcela corresponde a soma de variáveis aleatórias independentes, pelo Teorema do Limite Central tem-se que ambas parcelas,  $\text{Re}\{R(t_0)\}$  e  $\text{Imag}\{R(t_0)\}$ , serão gaussianas e assim  $R(t)$  será uma variável aleatória gaussiana complexa. A potência média de  $R(t_0)$  é dada por:

$$\sigma^2 = \frac{1}{2} \sum_i A_i \quad (24)$$

Representando-se  $R(t_0)$  na forma polar tem-se:

$$R(t_0) = R e^{j\Theta} \quad (25)$$

Onde  $R$  é a envoltória e  $\Theta$  é a fase, então  $R$  é uma variável aleatória com distribuição de Rayleigh, dada pela equação (26), e  $\Theta$  é uma variável aleatória com distribuição uniforme no intervalo  $[0, 2\pi]$ .

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}} & \text{para } r \geq 0 \\ 0 & \text{para } r < 0 \end{cases} \quad (26)$$

O espectro de potência do processo pode ser calculado, supondo-se que os ângulos de chegada dos multipercursos estão uniformemente distribuídos. Assim, o espectro de potência resulta na equação (27), onde  $\omega_d$  neste caso é o deslocamento Doppler máximo.

$$S_R(\omega) = \begin{cases} \frac{2\sigma^2}{\sqrt{\omega_d^2 - (\omega - \omega_c)^2}} & \text{para } |\omega - \omega_c| \leq \omega_d \\ 0 & \text{para } |\omega - \omega_c| > \omega_d \end{cases} \quad (27)$$

Na Figura 11 tem-se o espectro de potência:

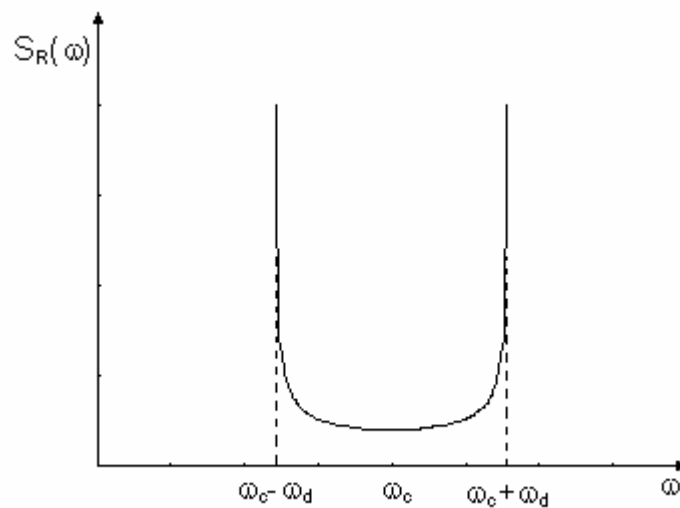


Figura 11 Espectro de potência supondo-se que os ângulos de chegada dos multipercursos estão uniformemente distribuídos.

Na Figura 12 tem-se o diagrama de blocos para simular o canal com desvanecimento plano, onde utiliza-se o filtro conformador para modelar o espectro de potência de acordo com a Figura 11.

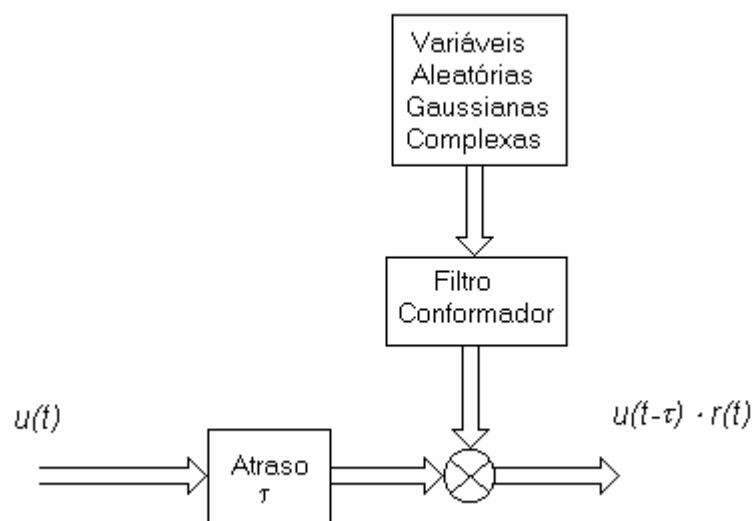


Figura 12 Simulador estatístico do canal banda base equivalente, com desvanecimento plano.

Na Figura 13 mostra-se a variação da envoltória e da fase utilizando-se o simulador de canal mostrado na Figura 12 e nas mesmas condições utilizadas para a simulação usando 40 percursos, mostrada da Figura 9.

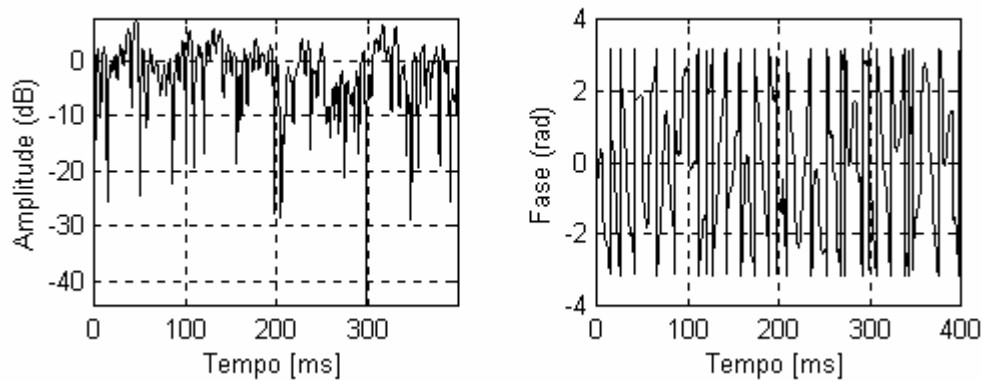


Figura 13 a) Amplitude e b) Fase resultante da simulação do canal da Figura 12

Na Figura 14 tem-se que a trajetória de  $r(t)$  é uniforme.

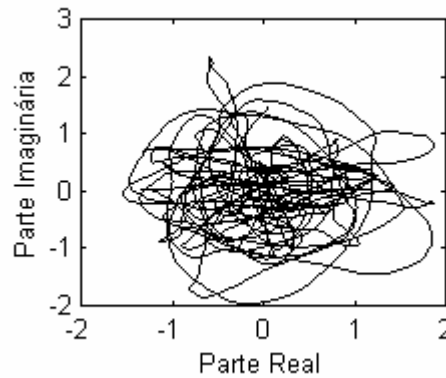


Figura 14 Trajetória de  $r(t)$  nas mesmas condições da Figura 14

Pode-se observar que o modelamento estatístico do canal resulta num sinal muito semelhante ao simulado usando 40 percursos.

Na Figura 15 mostra-se a resposta em frequência do filtro conformador de espectro, onde observa-se a linha vertical correspondente ao desvio máximo de frequência Doppler de 100Hz devido ao veículo a 30 m/s (100km/h).

Para verificar-se que o comportamento da envoltória de  $r(t)$  segue a distribuição de Rayleigh, mostra-se, na Figura 17 a densidade de probabilidade teórica de Rayleigh superposta com a estimada por meio da simulação da Figura 13.

Devido ao fato que este sinal apresenta a distribuição de Rayleigh, este simulador de canal é também chamado de simulador de desvanecimento de Rayleigh.

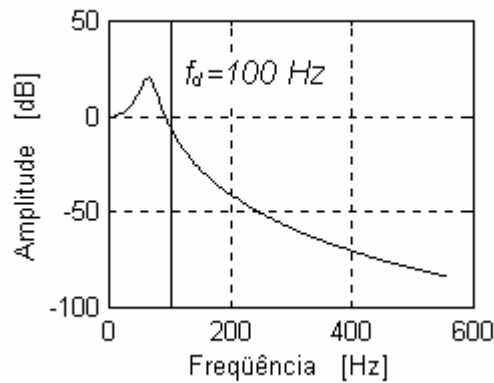


Figura15 Resposta em frequência do filtro conformador de espectro.

O modelamento de canal analisado, até agora, considera canal narrowband, isto é, todos os percursos apresentam o mesmo atraso, delay spread igual a zero. Assim, este modelamento pode ser estendido para simular o canal broadband ou seletivo em frequência. Para isso, considera-se que exista uma segunda superfície de reflexão significativa. Na Figura 16 tem-se esta representação, destacando as elipses, que corresponde aos lugares geométricos das duas superfícies de reflexão e suas respectivas distâncias de propagação.

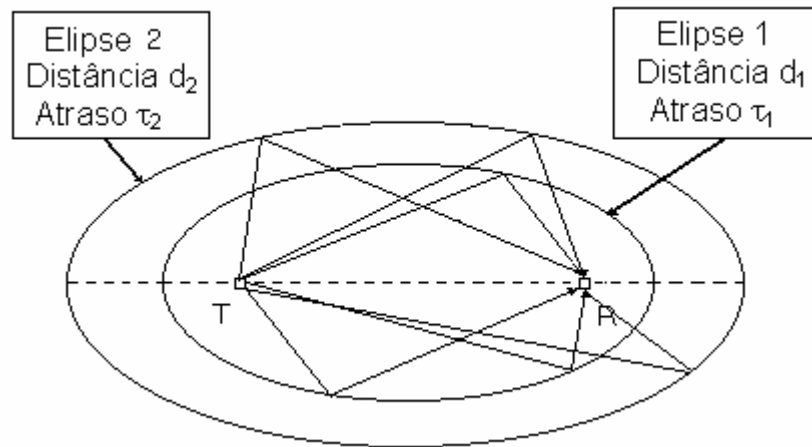


Figura 16 Modelamento do canal broadband com duas superfícies de reflexões importantes.

Este modelamento de canal é também referenciado como canal com desvanecimento seletivo em frequência de dois raios. Na Figura 17 tem-se o diagrama de blocos para simular este canal.

A Norma IS-55 especifica esses dois simuladores de canais para avaliar-se o desempenho do Sistema Celular TDMA IS-54, isto é:

- Canal com desvanecimento plano: Figura 12
- Canal com desvanecimento seletivo em frequência: Figura 16

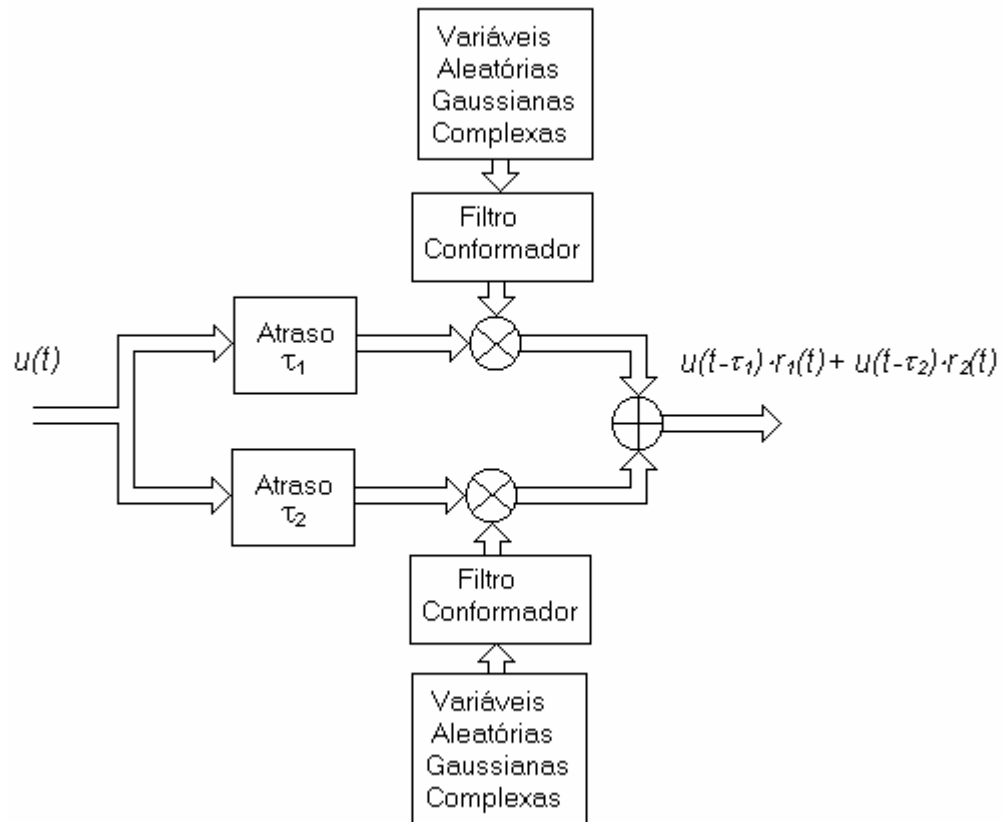


Figura 16 Simulação do canal com desvanecimento seletivo em frequência

### **Bibliografia:**

- Rappaport, T.S., "Wireless Communications: Principles and Practice", Prentice Hall, New Jersey, 1996
- Lee, E.A. e Messerschmitt, D.G. "Digital Communication", 2º Ed, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1998