

# Dissertação de Mestrado

Lara de Almeida Mendonça

Análise da propagação de ondas eletromagnéticas em canais com desvanecimento

2002

**Inatel**

Instituto Nacional de Telecomunicações

# **ANÁLISE DA PROPAGAÇÃO DE ONDAS ELETROMAGNÉTICAS EM CANAIS COM DESVANECIMENTO**

**Lara de Almeida Mendonça**

Dissertação apresentada ao Instituto Nacional de Telecomunicações  
como parte dos requisitos para obtenção do título de  
Mestre em Telecomunicações

ORIENTADOR: Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro

Santa Rita do Sapucaí

Agosto de 2002

## FOLHA DE APROVAÇÃO

Dissertação defendida e aprovada em \_\_\_\_ / \_\_\_\_ / \_\_\_\_ ,  
pela comissão julgadora:

---

Prof. Dr. José Antônio Justino Ribeiro / Inatel

---

Prof. Dr. José Antônio Cortez / Unifei

---

Prof. Dr. Maurício Silveira / Inatel

---

**Coordenador do Curso de Mestrado**

Dedico este trabalho aos meus pais Marcos e Tila pela confiança, amizade, respeito e amor, aos meus irmãos Luana, José e Tila e minhas avós Santinha e Zizinha por serem parte tão importante da minha vida e ao Leandro por estar sempre ao meu lado me apoiando durante esta caminhada.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço ao Prof. José Antônio Justino Ribeiro pela ajuda, atenção e apoio para a realização deste trabalho. Principalmente, pelas inúmeras horas dedicada a explicações e discussões que me proporcionaram maior aprendizado.

Ao Eng. Luciano Leonel Mendes, responsável pelos Laboratórios da Pós-Graduação do Inatel, pela disposição em auxiliar-me nas experiências e estar sempre à disposição quando dele necessitei.

A Ericsson Telecomunicações S.A. pelo grande apoio financeiro e ao Inatel pela oportunidade que me deu para fazer parte de seu novo projeto de pós-graduação.

Aos demais professores do Inatel que me apoiaram nesse período e aos funcionários pelo auxílio na suas mais diversas funções. Aos colegas de turma pela amizade e companheirismo, em especial à Mara Rúbia Scalioni Souza por me permitir ter uma família na minha estada em Santa Rita do Sapucaí.

## ÍNDICE

### CAPÍTULO I

#### DESVANECIMENTO NO CANAL DE RADIOCOMUNICAÇÃO

1.1. Introdução	01
1.2. Resumo histórico	02
1.3. Proposta de trabalho	04

### CAPÍTULO II

#### PROPAGAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA

2.1. Principais fenômenos associados à propagação	07
(a) Introdução	07
(b) Perda no espaço livre	07
(c) Reflexão no terreno plano	08
(d) Campo difratado	17
(e) Modelo de Bullington	19
(f) Modelo de Jacques Deygout	20
(g) Modelo de Epstein-Peterson	20

### CAPÍTULO III

#### CONCEITOS DE PROBABILIDADE

3.1. Conceitos da teoria das probabilidades	22
(a) Justificativa	22
(b) Variável aleatória	22
(c) Função densidade de probabilidade	23
(d) Função distribuição	23
(e) Valor médio	24
(f) Valor médio quadrático	24

(g) Variância	25
(h) Desvio padrão	25
(i) Valor Mediano	26
(j) Teorema do limite central	26
3.2. Distribuições de probabilidade relevantes no estudo de propagação de ondas de radiocomunicação	27
(a) Problemas esperados na recepção em um sistema de radiocomunicação	27
(b) Distribuição de Rayleigh	28
(c) Distribuição de Rice	31
(d) Distribuição log-normal	33
(e) Distribuição de Suzuki	36
(f) Distribuição de Nakagami-m	38

## CAPÍTULO IV

### INTRODUÇÃO AO ESTUDO DO DESVANECIMENTO

4.1. Introdução	40
4.2. Parâmetros de canais com desvanecimento	41
4.3. Conceitos importantes para análise qualitativa e quantitativa do desvanecimento	47
(a) Generalidades	47
(b) Desvanecimento plano	47
(c) Desvanecimento seletivo	55
(d) Desvanecimento lento	58
(e) Desvanecimento rápido	58
4.4. Características de canal com desvanecimento de multipercurso	58
4.5. Efeito Doppler-Fizeau	62
4.6. Taxa de cruzamento de nível e duração do desvanecimento	66

## **CAPÍTULO V**

### **ENSAIOS DE LABORATÓRIO COM O SIMULADOR DE DESVANECIMENTO**

5.1. Apresentação	69
5.2. Simulação para análise dos desvanecimentos plano e seletivo	70
(a) Descrição geral do sinal modulado	70
(b) Sinal sem efeito do desvanecimento	72
(c) Desvanecimento plano	73
(d) Desvanecimento seletivo	75
(e) Desvanecimento com seis percursos	77

## **CAPÍTULO VI**

### **COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES**

6.1. Aspectos importantes do trabalho	80
6.2 Proposta de novos trabalhos	82
6.3. Conclusão	82

## **APÊNDICE**

### **PROGRAMAS DESENVOLVIDOS NA PLATAFORMA MATLAB**

A1. Programa para a reflexão no terreno plano para 2 raios e 6 raios	84
A2. Programa para o cálculo do desvanecimento plano e seletivo	87
A3. Programa para o cálculo do efeito Doppler-Fizeau em relação à velocidade do móvel	88
Referências bibliográficas	90



## Lista de Figuras

- Figura 2.1.** Modelo de propagação para o terreno plano. Para satisfazer as condições de contorno, admite-se a presença da antena imagem em uma posição simétrica em relação à antena real. 09
- Figura 2.2.** Módulo do campo elétrico normalizado em relação ao máximo para a polarização vertical com a onda propagando sobre uma terra plana. Na parte superior da figura a distância encontra-se na escala logarítmica, sendo possível perceber que o módulo do campo elétrico cai linearmente com a distância. 12
- Figura 2.3.** Módulo do campo elétrico com polarização horizontal. Percebe-se que existe uma pequena diferença no comportamento do módulo da função para os dois tipos de polarização. Essa diferença se torna mais significativa com o aumento das alturas entre as antenas. 13
- Figura 2.4.** Comportamento do argumento do campo elétrico para a onda propagando sobre a terra plana com a polarização vertical. 13
- Figura 2.5.** Comportamento do argumento do campo elétrico para a onda propagando sobre a terra plana com a polarização horizontal 14
- Figura 2.6.** Módulo do campo elétrico com a altura variando três vezes, o caso para a polarização vertical 14
- Figura 2.7.** Comportamento do campo elétrico para a polarização horizontal. Nesse caso existe seis percursos distintos. 15
- Figura 2.8.** Argumento do campo elétrico para a onda propagando sobre a terra plana com seis percursos distintos com polarizações vertical. 16
- Figura 2.9.** Argumento do campo elétrico para a polarização horizontal. Existe uma diferença mais perceptível na presença de seis percursos do que no caso anterior onde havia somente dois percursos de propagação. 16
- Figura 2.10.** Módulo do campo elétrico para uma onda propagando sobre a terra plana na polarização vertical em relação a duração do percurso. 17
- Figura 2.11.** Interrupção de uma parcela da frente de onda por um obstáculo do tipo gume de faca de elevadíssima absorção e espessura muito pequena, de modo que possa ser desconsiderada para os cálculos. 17
- Figura 2.12.** Procedimento para o cálculo de obstrução por obstáculos múltiplos, segundo o critério de Bullington do obstáculo equivalente. 20
- Figura 2.13.** Representação do procedimento sugerido para o cálculo do campo difratado por Jacques Deigout 20
- Figura 2.14.** Método de Epstein-Peterson para o levantamento dos efeitos de obstáculos múltiplos em um enlace de altas frequências. 21

- Figura 3.1.** Comportamento típico do sinal recebido em um enlace de radiocomunicações. Nestes casos, esta grandeza não obedece a uma lei de formação, dependendo de circunstâncias imprevisíveis e deve ser descrita por uma variável aleatória. 23
- Figura 3.2.** Comportamento de uma grandeza aleatória em que o valor médio é zero. Mas com essa situação é possível obter-se o valor médio quadrático, sendo este não-nulo. Esse fato ocorre, por exemplo, quando se trata da potência do sinal. 25
- Figura 3.3.** Descrição da densidade de probabilidade para a distribuição estatística gaussiana. Considerou-se um valor médio igual a 3 e um desvio padrão igual a 1. 27
- Figura 3.4.** Descrição da densidade de probabilidade para a distribuição estatística de Rayleigh, considerando um desvio padrão unitário. 31
- Figura 3.5.** Comportamento da função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero. 33
- Figura 3.6.** Formato geral da densidade de probabilidade para um fenômeno estatístico descrito pela distribuição de Rice. As curvas representam variação da amplitude da onda direta entre 0 e 3 vezes o desvio padrão. 33
- Figura 3.7.** Função densidade de probabilidade log-normal com média e desvio padrão do logaritmo da variável aleatória iguais à 0,5 36
- Figura 4.1.** Aspecto típico de um sinal na entrada de um receptor sob a ação do desvanecimento. Frequentemente, a variação na amplitude do sinal pode comprometer o desempenho do sistema. 40
- Figura 4.2.** Propagação por múltiplos percursos. O sinal recebido é composto por sinais oriundos de diferentes percursos e cada um com um atraso e uma atenuação. 41
- Figura 4.3.** O intervalo entre a repetição dos pulsos é maior que atraso entre os pulsos vindos por múltiplas trajetórias. 42
- Figura 4.4.** Pulso de modulação com duração de  $1ns$  e amplitude unitária. 48
- Figura 4.5.** Sinal modulado pelo pulso, descrito no domínio do tempo. 49
- Figura 4.6.** Transformada de Fourier do pulso transmitido. Devido sua não-periodicidade, obtém-se um espectro contínuo no domínio da frequência. 50
- Figura 4.7.** Função de transferência de primeira ordem para o canal. Módulo da resposta expresso em decibels. 51
- Figura 4.8.** Argumento da função de transferência descrita em (4.19), para valores de frequência em torno do valor de corte. 51

- Figura 4.9.** Módulo da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de  $1ns$  e desvanecimento plano. 52
- Figura 4.10.** Argumento da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de  $1ns$  e desvanecimento plano. 53
- Figura 4.11.** Resposta no domínio do tempo para um pulso transmitido em canal com desvanecimento plano. Percebe-se que a resposta recebida está distorcida em relação ao pulso enviado, com uma evidência maior para canais com menor frequência de corte. 54
- Figura 4.12.** Módulo da função de transferência proposta para um canal com desvanecimento seletivo e frequência de corte em 300MHz, inferior à frequência da portadora. 55
- Figura 4.13.** Argumento da função de transferência proposta para um canal com desvanecimento seletivo e frequência de corte em 300MHz, inferior à frequência da portadora. 56
- Figura 4.14.** Módulo da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de  $1ns$  e desvanecimento seletivo. 56
- Figura 4.15.** Argumento da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de  $1ns$  e desvanecimento seletivo 57
- Figura 4.16.** Resposta no domínio do tempo para um pulso transmitido em canal com desvanecimento seletivo. Percebe-se que a resposta recebida está fortemente distorcida em relação ao pulso enviado. 57
- Figura 4.17.** Resposta de um canal com multipercurso à excitação de um pulso enviado pelo transmissor, mostrando como o trem de pulsos chega à entrada do receptor. Na parte (a) é enviado o primeiro pulso e este é recebido com componentes de multipercurso. O segundo pulso enviado (b) é atrasado  $\alpha$  segundos do primeiro pulso e a resposta é um trem de pulsos distinto do recebido em (a), no caso de (c) os multipercursos também são diferentes. Nota-se que existe uma variação na quantidade e na amplitude dos pulsos recebidos de forma aleatória. 59
- Figura 4.18.** Ilustração do efeito Doppler-Fizeau. Conforme o móvel se desloca ocorre mudança no ângulo de recepção e na velocidade do móvel. 63
- Figura 4.19.** Comportamento do sinal com desvanecimento de Rayleigh em um ambiente que sofre o efeito Doppler-Fizeau. Para a simulação desse efeito utilizou-se uma frequência de 860MHz, 10 percursos de propagação, a duração do evento foi de 2 segundos, e a velocidade do móvel é de 50km/h e percebe-se que existe uma rápida flutuação do sinal. 65
- Figura 4.20.** Considerou-se uma velocidade de 10km/h e o sinal sofre menos flutuações 66

- Figura 4.21.** Nível de profundidade de desvanecimento. A partir desse gráfico pode se retirar as informações de duração do desvanecimento e do cruzamento de limiar. 67
- Figura 4.22.** Curvas da duração do desvanecimento e da taxa de cruzamento de limiar para um conjunto de amostras de Rayleigh. 68
- Figura 5.1.** Diagrama básico mostrando o processamento do sinal com modulação vetorial e simulador de desvanecimento no SMIQ. 69
- Figura 5.2.** Constelação vetorial de um sinal BPSK. 71
- Figura 5.3.** Esquema da simulação para o sinal sem sofrer o efeito do desvanecimento;  $f_o$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido e  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit. 72
- Figura 5.4.** Foto do osciloscópio onde o sinal na parte inferior, canal 2, é o sinal sem atraso e o sinal na parte superior, canal 1, é o sinal recebido com atraso. Percebe-se que o sinal recebido permanece com características do transmitido. 72
- Figura 5.5.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento plano, onde  $f_o$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido,  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit,  $RBW$  é a resolução do filtro de medida e  $VBW$  a resolução do filtro de vídeo. 73
- Figura 5.6.** Foto do osciloscópio ilustrando o efeito do desvanecimento plano, o sinal recebido está atrasado e com variações de amplitude. 74
- Figura 5.7.** Analisador de espectro mostrando o desvanecimento plano. O pico do sinal está em torno de  $-30\text{dB}$ . 74
- Figura 5.8.** O mesmo sinal em outro instante  $10\text{dB}$  mais forte que na figura anterior. A flutuação na amplitude do sinal é que caracteriza o desvanecimento plano. 75
- Figura 5.9.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo, onde  $f_o$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido,  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit,  $RBW$  é a resolução do filtro de medida e  $VBW$  a resolução do filtro de vídeo. 75
- Figura 5.10.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo no ViSim, nota-se claramente os pontos de nulo no sinal. 76
- Figura 5.11.** Representação do desvanecimento seletivo. O sinal está praticamente nulo, os multipercursos estão se somando formando uma interferência destrutiva. 76
- Figura 5.12.** Representação do desvanecimento seletivo no domínio do tempo. Percebe-se forte distorção do sinal recebido devido a interferência intersimbólica. 77

**Figura 5.13.** Espectro do sinal com desvanecimento seletivo. Nota-se um nulo no meio da banda do sinal recebido, havendo uma grande distorção. 77

**Figura 5.14.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo com seis multipercursos, onde  $f_0$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido,  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit,  $RBW$  é a resolução do filtro de medida e  $VBW$  a resolução do filtro de vídeo. 78

**Figura 5.15.** Desvanecimento seletivo com seis multipercursos. O canal 1 está com 0,2volts por divisão e o canal 2 com 1 volt por divisão. As variações de amplitude de fase ocorrem de forma bastante acentuada. 78

**Figura 5.16.** Pode-se perceber 3 nulos na banda do sinal. Nesses pontos se torna praticamente inviável a recuperação correta do sinal transmitido sem uma contramedida. 79

## Lista de Símbolos

$a$	Amplitude da onda dominante em um processo de multipercurso descrito pela estatística de Rice
$c$	Velocidade da luz = $3 \times 10^8$
$c(\tau; t)$	Resposta do canal no tempo $t$ devido ao impulso aplicado no instante $t - \tau$
$d$	Distância entre o transmissor e o receptor
$d_1$	Distância do transmissor até o obstáculo
$d_2$	Distância do receptor até o obstáculo
$e$	Base dos logaritmos naturais = 2,718281...
$exp$	Função exponencial
$f$	Frequência cíclica do sinal, expressa em hertz ou algum de seus múltiplos
$f_c$	Frequência de corte de um sistema ou de um canal
$f_D$	Desvio de frequência devido ao efeito Doppler-Fizeau
$f_m$	Máximo do desvio de frequência devido ao efeito Doppler-Fizeau
$f(\theta, \phi)$	Função que descreve o diagrama de irradiação de uma antena em relação a um sistema de referências em coordenadas esféricas
$f(t)$	Função que descreve o formato do sinal de modulação no domínio do tempo
$f_s(t)$	Transformada inversa de Fourier do sinal de saída do canal sob excitação da função $f(t)$
$h$	Altura do obstáculo em relação à linha de visada direta
$h_T$	Altura da antena transmissora referida à Terra plana
$h_R$	Altura da antena receptora referida à Terra plana
$j$	Unidade imaginária
$\ell n$	Símbolo para o logaritmo neperiano ou natural
$\log$	Símbolo para o logaritmo na base 10
$m$	Fator de desvanecimento que relação do primeiro momento com o segundo momento de uma variável para a distribuição de Nakagami- $m$
$m_x$	Valor médio, valor esperado ou primeiro momento de uma variável aleatória
$m_2$	Valor médio quadrático ou segundo momento de uma variável aleatória
$n$	Número de obstáculos entre o transmissor e o receptor de um enlace radioelétrico
$p(x)$	Função densidade de probabilidade de uma variável aleatória $x$
$p(r)$	Função densidade de probabilidade de uma variável aleatória $r$
$p(r/R)$	Densidade de probabilidade de $r$ condicionada à existência do valor médio $R$

$p(t)$	Formato do trem de pulsos em banda básica, com período de repetição definido
$r$	Valor escalar do vetor posição de um ponto arbitrário do espaço, em relação à origem da onda eletromagnética, onde se deseja determinar o campo irradiado
$r$	Variável aleatória usada em estudos de distribuição de alguns processos estocásticos
$rect[...]$	Pulso retangular com o correspondente atraso até alcançar o receptor
$r_l(t)$	Resposta no domínio do tempo de um sistema tipo passa-baixas equivalente ao comportamento do canal
$r_n$	Valor da variável aleatória que inclui a atenuação e espessura de obstáculos, cujo comportamento é descrito por uma função log-normal
$ r(t) ^2$	Função que descreve a potência recebida pelos múltiplos percursos
$s(t)$	Sinal transmitido, que inclui a portadora com uma função que descreva variação lenta em sua amplitude
$t_0$	Instante considerado inicial em qualquer função do tempo
$v$	Velocidade de móvel importante na determinação do efeito Doppler-Fizeau sobre o desempenho do sinal recebido
$x$	Variável aleatória contínua representando um evento qualquer
$x_{EN}$	Característica do meio de reflexão para a polarização vertical
$x_{HN}$	Característica do meio de reflexão para a polarização horizontal
$x(t)$	Sinal recebido devido a superposição de diversos sinais
$A$	Atenuação do sinal transmitido no percurso entre o transmissor e o receptor, expresso em decibels
$C$	Constante de proporcionalidade para um campo na região distante da antena
$B_c$	Largura de faixa de coerência
$D(x)$	Função distribuição de uma variável aleatória $x$
$D(x_{med})$	Valor mediano ou mediana da variável aleatória $x$
$E(x)$	Valor médio, valor esperado ou primeiro momento da variável aleatória $x$
$E(x^2)$	Valor médio quadrático ou segundo momento de uma variável aleatória $x$
$E_b$	Energia média para o cálculo da potência
$E_0$	Campo elétrico inicial
$E_R$	Campo elétrico resultante que atinge a antena receptora
$E_{i-1}$	Amplitude do sinal antes de uma obstrução para caracterizar a distribuição log-normal
$E_i$	Amplitude do sinal após a obstrução devido a um fator de atenuação para definição da distribuição log-normal

$E(t)$	Amplitude do sinal recebido devido ao efeito Doppler-Fizeau conforme a variação da velocidade do móvel
$F(\omega)$	Transformada de Fourier do pulso de modulação $f(t)$
$F_s(\omega)$	Resposta recebida no canal no domínio da frequência, encontrado multiplicando a transformada do sinal pela função de transferência do canal
$G_R$	Ganho da antena de recepção em decibels
$G_T$	Ganho da antena de transmissão em decibels
$H(\omega)$	Função de transferência de um canal
$H_0(\omega)$	Resposta de um filtro passa-baixas ideal
$I_0(x)$	Função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero
$ J $	Jacobiano da transformação de variáveis aleatórias
$L_{dif}$	Perda no obstáculo de gume de faca, para perdas de difração
$L_{total}$	Perda total causada por obstáculos entre o transmissor e o receptor
$N$	Número finito de componentes de campo que chegam ao receptor por diversos caminhos
$N_R$	Taxa de cruzamento do nível de referência do sinal em um período
$O_1$	Primeiro obstáculo do percurso localizado a uma distância $d_1$ do transmissor
$O_2$	Segundo obstáculo no percurso localizado a uma distância $d_2$ do receptor
$P_R$	Potência de transmissão emitida pela antena, já descontadas as perdas
$P_T$	Potência catada pela antena de recepção
$R$	Resistência de um circuito qualquer
$R$	Logaritmo da variável aleatória $r$ para a função densidade de probabilidade log-normal
$\Re \{ \dots \}$	Parte real de uma função ou variável complexa
$S$	Sinal transmitido para a descrição da função densidade de probabilidade de Rayleigh
$S_r$	Sinal resultante das somas de diversas componentes de múltiplos percursos para a descrição da função densidade de probabilidade de Rayleigh e Rice
$T_{bb}$	Duração de cada pulso de um trem de pulsos usado na modulação
$T_{rep}$	Período de repetição do trem de pulsos, medido entre dois pulsos sucessivos idênticos
$T(r)$	Polinômio de segundo grau que descreve a função densidade de probabilidade gaussiana no levantamento do teorema do valor central
$\alpha$	Amplitude de um sinal propagante qualquer
$\alpha_i$	Amplitude das componentes do sinal recebido em um enlace na presença de múltiplos percursos



$\alpha_n$	Amplitude do sinal no n-ésimo percurso de propagação
$\beta$	Fator de fase da onda eletromagnética no meio de propagação
$\delta$	Função impulso unitário
$\phi_n$	Argumento aleatório, que pode assumir valores igualmente distribuídos entre 0 e $\pi$ em um estudo que envolve o processo estatístico de Rayleigh
$\gamma$	Constante de Euler = 0,57721...
$\lambda$	Comprimento de onda no meio de propagação
$\epsilon_0$	Permissividade do vácuo = $8,8542 \times 10^{-12}$ F/m
$\epsilon_{eq}$	Permissividade complexa em um meio que inclua a perda no dielétrico
$\nu$	Parâmetro de difração de Fresnel-Kirchoff
$\pi$	Constante universal = 3,14159...
$\theta$	Ângulo entre a direção de deslocamento da onda transmitida e a direção de deslocamento do receptor para o cálculo de efeito Doppler-Fizeau
$\theta$	Ângulo de incidência no solo para a análise de reflexão em terreno plano
$\theta_i$	Fase da componente recebida em um sistema com múltiplos percursos, assumindo uma distribuição uniforme entre 0 e $2\pi$
$\sigma$	Condutividade elétrica do meio especificado
$\sigma$	Desvio padrão de uma variável aleatória
$\sigma^2$	Variância de uma variável aleatória
$\sigma_\tau$	Valor individual do espalhamento temporal em um sistema que envolva múltiplos percursos de propagação
$\overline{\tau^2}$	Valor médio quadrático do espalhamento temporal
$\bar{\tau}$	Duração temporal média do desvanecimento
$\tau$	Duração do pulso em um trem de pulsos utilizado no processo de modulação
$\tau$	Atraso em relação ao primeiro pulso transmitido
$\tau_{max}$	Atraso entre os multipercursos do trem de pulsos
$\tau_n$	Atraso do n-ésimo percurso de propagação
$\omega$	Frequência angular de um sinal harmônico no tempo
$\omega_c$	Frequência angular de corte de um canal ou de um sistema no qual a onda está propagando
$\psi$	Argumento do campo total resultante da combinação da onda direta e da reflexão em um terreno plano, incluindo a diferença de trajeto
$\Delta_r$	Espessura de um obstáculo
$\Gamma$	Coefficiente de reflexão
$\Gamma(\dots)$	Função gama
$\Omega$	Primeiro momento da variável aleatória elevada ao quadrado

## RESUMO

MENDONÇA, L.A. - Análise da propagação da onda eletromagnética em canais com desvanecimento. Santa Rita do Sapucaí, 2002. Instituto Nacional de Telecomunicações.

Um problema comum em enlaces de radiocomunicação é a flutuação no nível do sinal recebido, causada por diversos fatores que afetam a propagação da onda eletromagnética. O fenômeno é conhecido como *desvanecimento* e entre suas causas mais importantes citam-se as combinações de sinais recebidos por múltiplos percursos entre o transmissor e o receptor, alterações nas características do meio de propagação, etc.. Frequentemente, as combinações que resultam no sinal composto na antena receptora não obedecem à lei de formação previsível, uma vez que os fatores responsáveis ao longo do enlace dependem de condições de propagação, associados a efeitos meteorológicos e ambientais.

Para se efetuar o projeto e a instalação de um sistema confiável, é necessário o conhecimento, da forma mais exata possível, dos vários mecanismos que levam à degradação do sinal, com objetivo de prover um ou mais meios para compensá-los. Neste trabalho, será analisado o comportamento do sinal em ambientes que favoreçam o aparecimento do desvanecimento. Serão discutidas as distribuições estatísticas a partir das quais se consegue estimar a flutuação aleatória do sinal. Serão realizadas, também, algumas simulações em laboratório que permitam comprovar o comportamento do enlace sob as condições adversas, destacando-se os efeitos prejudiciais sobre a qualidade em um sistema com modulação digital.

**Palavras-chave:** Desvanecimento, multipercurso, propagação, ondas eletromagnéticas.

## ABSTRACT

MENDONÇA, L.A. - Análise da propagação da onda eletromagnética em canais com desvanecimento. Santa Rita do Sapucaí, 2002. Instituto Nacional de Telecomunicações.

A very important problem in radio communication systems is the fluctuation in received signal level, caused by several factors that affect the electromagnetic waves propagation. The phenomenon is called *fading* and among it's most important causes one can mention the received signal combination from multipath between the transmitter and the receiver, changes at the environment propagation characteristics, and so on. Frequently, the compound signal at the reception antenna results in combinations that does not obey a predictable law, once the responsible factors over the link depend on propagation conditions, associated to meteorological and environmental effects.

To create a reliable system project and installation it is necessary the exact knowledge of several mechanisms which degrade the signal, aiming to provide some ways to compensate them. In this study, it will be analyzed the signal behavior in an environment that helps this effect to appear. It will be discussed the statistical distributions that can estimate the random signal fluctuation. Laboratory simulations will be realized to certify the link behavior under fading presence. The detrimental effects of the system quality with digital modulation are emphasized.

**Keywords:** Fading, multipath, propagation, electromagnetic waves

# CAPÍTULO I

## DESVANECIMENTO NO CANAL DE RADIOCOMUNICAÇÃO

### 1.1. Introdução

É de grande importância para os sistemas de radiocomunicações entender-se os aspectos que envolvem o comportamento das ondas eletromagnéticas nos meios naturais de propagação. Por se tratar de transmissão em ambiente aberto, o enlace efetua a conexão entre uma antena emissora e uma antena receptora, não se dispondo de uma estrutura que fosse capaz de orientar a propagação da onda entre os dois pontos. Nos últimos tempos, tem sido feito grandes avanços no conhecimento dos modos de propagação e nos efeitos que as características dos meios exercem sobre as ondas eletromagnéticas. Destacam-se influências devidas as estruturas físicas, tais como construções e acidentes geográficos, por mudanças nas propriedades eletromagnéticas do meio, por alterações meteorológicas e atmosféricas, etc..

Durante a propagação da onda eletromagnética, em geral existem obstáculos em seu trajeto que causam reflexões, refrações e espalhamentos. É de se esperar que o sinal transmitido chegue ao receptor por mais de um caminho, sendo conhecido como *propagação por múltiplos percursos* ou *propagação de multipercurso*. Diversas componentes chegam ao receptor e podem prejudicar o desempenho do enlace, levando ao fenômeno do conhecido *desvanecimento*. Trata-se de um efeito muito comum, que produz fortes flutuações aleatórias nos níveis recebidos. Para se implementar um sistema de radiocomunicação, são necessários estudos detalhados dos fenômenos que influem no seu desempenho. Empregam-se modelos matemáticos

para a descrição, que permitem obter uma modelagem do comportamento do sinal nos ambientes com desvanecimento.

## 1.2. Resumo histórico

No início do século XIX, Michael Faraday (1791-1867) proporcionou um avanço nos estudos dos fenômenos eletromagnéticos, a partir da publicação da *lei da indução*, que relaciona a força eletromotriz induzida em uma espira e a variação do fluxo magnético através da superfície por ela limitada. A descoberta dessa lei tomou muitos anos de pesquisa, pois em 1822 já havia em suas anotações a idéia: *Converter a Eletricidade em Magnetismo* mostrando que relacionar eletricidade e magnetismo já era um de seus objetivos.<sup>1</sup> Alguns pesquisadores, como Charles Augustin de Coulomb (1736-1806), a quem se devem notáveis contribuições para o avanço da ciência, não compartilhavam da mesma convicção, só aceitando-a após as experiências, em 1819, de Hans Christiaan Oersted (1777-1851).<sup>2</sup> Em 1864, James Clerk Maxwell (1831-1879) estabeleceu a formulação matemática das leis da eletricidade e do magnetismo, publicadas em 1865 e em 1873 no seu famoso livro *Tratado de Eletricidade e Magnetismo*. Segundo Maxwell, a eletricidade e o magnetismo estavam intimamente relacionados e usando um conjunto de equações deduziu matematicamente a existência das ondas eletromagnéticas. Essas ondas estariam estreitamente ligadas aos fenômenos luminosos e deveriam propagar-se no espaço com a velocidade da luz. Foi devido a teoria de Maxwell que ocorreu uma aceleração na procura por resultados mais abrangentes e práticos dos fenômenos envolvendo eletricidade e magnetismo. Em 1883 Heinrich Rudolf Hertz (1857-1894) conseguiu comprovar experimentalmente a existência das ondas eletromagnéticas.

Com a comprovação das ondas eletromagnéticas, foram realizadas pesquisas mais profundas na área. Em pouco tempo, surgiu o primeiro tratamento sistemático sobre as ondas eletromagnéticas, elaborado por Oliver Heaviside (1850-1925) em seu trabalho sobre a *Teoria Eletromagnética*. Nessa obra, Heaviside já previa a existência da *ionosfera*, uma região gasosa ionizada na parte superior da atmosfera. Essa região também foi prevista por Arthur Edwin Kennelly (1861-1939) e comprovada experimentalmente em 1925 por Edward Victor Appleton (1892-1965). Este pesquisador descobriu, ainda, a existência de camadas refletoras no interior da região ioni-

zada, pelo que recebeu o prêmio Nobel de Física de 1947. A existência da ionosfera permitiu a transmissão de mensagens por ondas eletromagnéticas a grandes distâncias.

A primeira transmissão transoceânica foi concluída por Guglielmo Marconi (1874-1937) no final do século XIX, mais precisamente em 1899, que estabeleceu um enlace entre Poldhu, no País de Gales, e a ilha da Terra Nova, no Canadá. As experiências sobre as possibilidades de uso das ondas eletromagnéticas marcaram o início da era das comunicações sem fio. Os créditos atribuídos a Marconi pelo início da radiotelegrafia garantiram-lhe o prêmio Nobel de Física de 1909. Mas foi nos meados da década de 30 que enlaces de radiocomunicações começaram a ser mais usados, as frequências utilizadas estavam na faixa de 30-40MHz. Já na década de 40, os sistemas de transmissão usando canais móveis eram operados nas frequências entre 100-200MHz. No começo dos anos 60, com o desenvolvimento da tecnologia, sistemas de comunicações começaram a usar frequências acima de 450MHz.<sup>3</sup>

A teoria da propagação das ondas eletromagnéticas em um meio aleatório e irregular é um ramo do processo estocástico muito pesquisado nos últimos 30 anos. As aplicações podem ser usadas em diferentes ambientes como para o estudo da atmosfera, da ionosfera, da óptica e radioastronomia, bem como na radiocomunicação. O brilho das estrelas quando vista flutuando no céu em uma posição aparente é devido aos múltiplos espalhamentos da sua irradiação em camadas irregulares na atmosfera. O fenômeno é de interesse de físicos e de astrônomos há muito tempo, mas só podia ser tratado quantitativamente. Pela análise visual e considerando a teoria dos múltiplos espalhamentos formou-se uma nova teoria. Essa teoria é de grande importância no que diz respeito aos múltiplos espalhamentos da onda em meios irregulares e exige conceitos matemáticos de maior complexidade.<sup>4</sup>

A análise do desvanecimento e o envolvimento em problemas de comunicações baseiam-se em modelos estatísticos, estudados com maior intensidade a partir da década de 60, tendo levado a importantes resultados experimentais. Clarke<sup>5</sup> estudou o comportamento estatístico de ondas eletromagnéticas planas independentes. Essas ondas são originadas por reflexões, refrações em obstáculos, múltiplas trajetórias na atmosfera, etc.. Hassen e Finn<sup>6</sup> mostraram que em um ambiente rádio-móvel o sinal sofre outras flutuações em torno do seu valor médio. Susuki<sup>7</sup> propôs uma dis-

tribuição de probabilidades que reunia dois efeitos sofridos pela onda durante a propagação: o *sombreamento* e o *multipercurso*. As características de variação do sinal continuam sendo pesquisadas, novas distribuições de probabilidades incluem características próprias a serem aplicadas em diferentes ambientes.

### 1.3. Proposta de trabalho

A taxa de variação nos níveis de sinal em um canal de radiocomunicação é consequência de múltiplos percursos e, no caso de sistemas móveis, está também associada ao movimento relativo do receptor. Quando ocorrem mudanças rápidas, tem-se o desvanecimento de Rayleigh resultante de reflexões com vários percursos, sem possuírem nenhuma componente obtida em visada direta com o receptor ou uma amplitude marcadamente dominante. Caso exista uma componente dominante no sinal, como por exemplo a que ocorre com visada direta, o desvanecimento segue a função de distribuição de Rice.<sup>8, 9</sup> Considerando um canal de rádio móvel em uma área com muitos acidentes geográficos e com variações bruscas das componentes do sinal pode aparecer o desvanecimento log-normal sobreposto ao desvanecimento de Rayleigh.<sup>10</sup>

Em sistemas de comunicações móveis, as variações de amplitude e fase nos percursos ocorrem mais rapidamente quanto maior for a velocidade relativa entre o transmissor e o receptor ou quanto maior a velocidade de objetos na vizinhança. Os desvanecimentos são verificados em intervalos de espaço, neste caso também, por desvios de frequência devido ao efeito Doppler-Fizeau em cada componente. Há necessidade de se levar em conta outros fatores, como por exemplo, a dispersão temporal originada por atrasos na propagação nas múltiplas trajetórias.

O estudo estatístico do desvanecimento permite se prever o acréscimo da perda no percurso em função dos diferentes motivos que levam à flutuação aleatória no nível do sinal. Existem seriíssimas dificuldades em se estabelecer um modelo matemático exato para o cálculo confiável do campo na entrada do receptor. Os métodos usuais são desenvolvidos a partir de medições rigorosas. Os ensaios demonstram que os valores aproximam-se de uma das distribuições mencionadas, e que dependem das diversas características do enlace.<sup>11</sup>

Nesse trabalho será feita uma abordagem sobre os diversos fatores que contribuem para a variação na amplitude do sinal recebido, particularmente nos equipamentos que utilizam modulação digital. Serão discutidos os principais fenômenos estatísticos associados ao problema, os diversos mecanismos e causas do desvanecimento e os tratamentos que descrevem o comportamento do canal. Identificam-se os tipos de desvanecimento que mais prejudicam os sistemas, incluindo os de comunicações móveis, que têm grande aplicações nos dias de hoje. Neste último caso, associado às causas de desvanecimento do próprio meio, há necessidade de se computar as conseqüências advindas do efeito Doppler-Fizeau. Após o desenvolvimento teórico, serão simulados esses efeitos no programa MatLab<sup>®</sup> e será feita uma verificação em laboratório.

Para este desenvolvimento, será apresentado no Capítulo II um resumo sobre as características de propagação da onda eletromagnética. Serão estudadas os principais fenômenos associados à propagação com uma análise da sua influência na composição do sinal para o caso mais simples, com dois percursos até o receptor. Procurou-se levar em conta o diagrama de campo irradiado da antena transmissora. Foi desenvolvido um programa na plataforma MatLab<sup>®</sup>, onde é descrito o comportamento do campo elétrico em relação à distância, em presença de mais de um percurso de propagação.

No Capítulo III introduzem-se os conceitos de probabilidade para a descrição das principais características das funções de distribuição de Rayleigh, Rice, log-normal, Suzuki e Nakagami-*m*. O objetivo é estabelecer a base teórica para realizar as simulações numéricas e em laboratório. O Capítulo IV analisa mais detalhadamente as características dos canais apresentando detalhes importantes dos vários tipos de desvanecimento. Novamente, desenvolve-se um programa em ambiente MatLab<sup>®</sup> para quantificar os diversos parâmetros que são relevantes na interpretação dos resultados. Serão analisadas as características dos canais necessários para se fazer à implementação de um enlace radioelétrico. Nesse capítulo, descreve-se, também, a influência do efeito Doppler-Fizeau e mostra-se que o desvanecimento está diretamente relacionado com a velocidade entre o transmissor e o receptor.

É apresentado no capítulo V, a simulação realizada em laboratório, com equipamentos que permitem a verificação dos efeitos do desvanecimento plano e seletivo



em um canal descrito pela estatística de Rayleigh. Realizaram-se algumas simulações alterando-se as configurações do equipamento para verificar o comportamento do sinal em cada caso. Os comentários propostos para novos tratamentos e a conclusão são objetos do Capítulo VI.

## REFERÊNCIAS

- 
- <sup>1</sup> KRAUS, John D. – *Electromagnetics*. 4<sup>th</sup>. Ed.. New York, McGraw-Hill, 1992.
  - <sup>2</sup> RIBEIRO, J. A. J. – *Princípios de propagação das ondas eletromagnéticas*, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, 2001
  - <sup>3</sup> BLAUNSTEIN, Nathan – *Radio Propagation in Cellular Networks*. Boston, Artech House, 2000.
  - <sup>4</sup> USCINSKI, B.J. – *The Elements of Wave Propagation in Random Media*. New York, McGraw-Hill, 1977.
  - <sup>5</sup> CLARKE, R. H. – A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception. *Bell System Technical J.*, **1**(47):957-1000, Jul.—Aug., 1968.
  - <sup>6</sup> HANSEN, F e FINN, I.– Mobile Fading – Rayleigh and Log-normal Superimposed. *IEEE Transactions on Vehicular Tech.*, **26**(4):332-335, Nov. 1977.
  - <sup>7</sup> SUSUKI, Hirofumi – A Statistical model for Urban Radio Propagation. *IEEE Transactions on Vehicular Tech.*, **25**(7):673-680, Jul. 1977.
  - <sup>8</sup> RICE, S. O.- Statistical properties of a sine wave plus random noise. *Bell System Tech. J.*, **27**(1):109-157, Jan., 1948.
  - <sup>9</sup> YACOUB, Michel D. – *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton, CRC Press, 1993.
  - <sup>10</sup> SKLAR, Bernard - Rayleigh Fading Channels im Mobile Digital Communication Systems. Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 136-146, Sep. 1997.
  - <sup>11</sup> PARSONS, J. D. – *The mobile radio propagation channel*. 2<sup>nd</sup>. Ed., Chichester, John Wiley, 2000.

## CAPÍTULO II

### PROPAGAÇÃO DA ONDA ELETROMAGNÉTICA

#### 2.1. Principais fenômenos associados à propagação

(a) *Introdução.* Nas últimas décadas, houve um avanço significativo no conhecimento dos modos de propagação e nos efeitos que os meios exercem sobre as características das ondas eletromagnéticas. Os fenômenos mais relevantes associados à propagação nos meios naturais são a atenuação no espaço livre, atenuação por gases da atmosfera incluindo o vapor d'água, perdas adicionais causadas por chuvas, a reflexão na superfície do solo, reflexões devidas a obstáculos e a elevações, bloqueio por obstáculos, difração em obstáculos e devida a superfície da Terra, refrações na atmosfera e na ionosfera. Todos esses fenômenos são dependentes da frequência. Quando o sinal transmitido chega ao receptor estará atenuado por causa de todos estes efeitos em seu trajeto.

(b) *Perda no espaço livre.* Considera-se como espaço livre a região completamente desobstruída. Comunicações via satélite ou enlaces de microondas com visada direta podem ser projetados utilizando o modelo do espaço livre, com resultados bem confiáveis, dependendo da aplicação e da faixa de frequência.<sup>1,2</sup> Segundo este modelo, a potência do sinal recebido varia inversamente com o quadrado da distância a contar do transmissor. Seu valor é dado pela *fórmula de transmissão de Friis* ou *equação das telecomunicações*<sup>3</sup>:

$$P_R = \frac{P_T G_T G_R \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (2.1)$$

onde  $P_T$  é a potência da antena transmissora,  $P_R$  é a potência na antena receptora,  $G_T$  e  $G_R$  são os ganhos das antenas de transmissão e recepção, respectivamente,  $\lambda$  é o

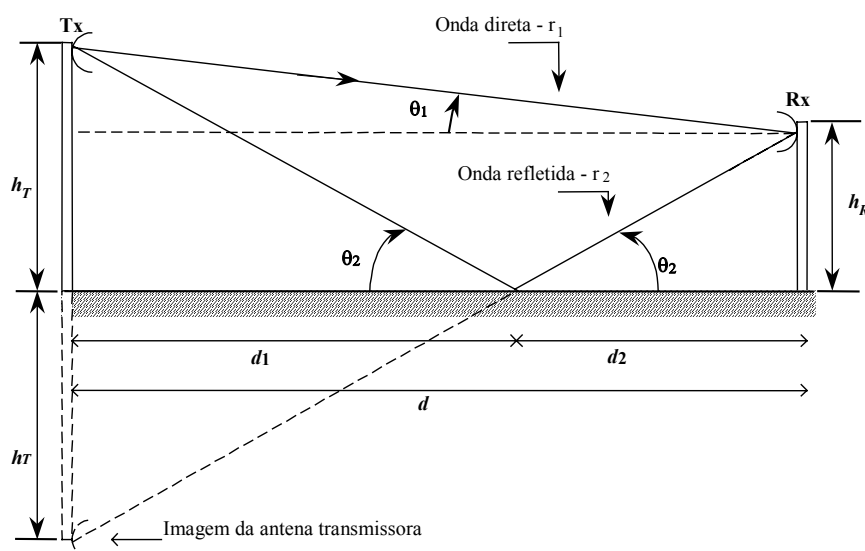
comprimento de onda do sinal transmitido e  $r$  a distância entre as antenas. Esta fórmula é muitas vezes reescrita para representar a atenuação do trajeto, relacionando a potência transmitida com a recebida. Com uma manipulação algébrica simples, expressando a frequência em megahertz e gigahertz, a distância em quilômetros, a atenuação e os ganhos em decibels, obtém-se

$$A(\text{dB}) = 32,44 + 20 \log f(\text{MHz}) + 20 \log r(\text{km}) - G_T(\text{dB}) - G_R(\text{dB}) \quad (2.2)$$

$$A(\text{dB}) = 92,44 + 20 \log f(\text{GHz}) + 20 \log r(\text{km}) - G_T(\text{dB}) - G_R(\text{dB}) \quad (2.3)$$

Observar que esta atenuação não representa perda de potência por dissipação no meio, mas pelo fato das antenas transmissora e receptora não possuírem diretividade infinita. Isto é, a transmissora não concentra a emissão em uma única direção e a receptora não é capaz de selecionar a captação nessa mesma direção. Nota-se também que a atenuação aumenta com a frequência. Todavia, em frequências muito altas, além das vantagens relativas ao aumento na capacidade dos sistemas, é possível a construção de antenas com ganhos elevados, compensando o aumento da perda pelo espalhamento.

**(c) Reflexão no terreno plano.** Em radiocomunicação, tem-se o fenômeno da reflexão quando a onda eletromagnética incide em uma superfície. A maioria das comunicações é realizada através da atmosfera e a reflexão quase sempre estará presente, influenciando no campo total que atinge a antena receptora. Portanto, a equação da perda no espaço livre não pode ser usada com exatidão. O modelo do terreno plano com reflexão emprega os conceitos da óptica geométrica ou a teoria de redes de antenas, analisando a onda refletida como emissão de uma antena imagem em posição simétrica à antena real. A excitação dessa antena imagem deve ser tal que se satisfaçam às condições de contorno na interface com o ar.<sup>4</sup> Nestas circunstâncias, considera-se o sinal recebido como a composição do correspondente ao percurso direto e ao percurso da reflexão (Figura 2.1). Esta situação é descrita como *reflexão especular*, quando a fronteira que separa o meio de propagação com o solo for plana e lisa. Quando o solo apresentar-se com relevo irregular, situação mais comum na prática, a energia da onda refletida espalha-se em muitas direções e tem-se o caso da *reflexão difusa*. O sinal refletido nesta segunda situação traz menos problemas na composição da onda recebida, por ser de menor amplitude do que no caso da reflexão especular.<sup>5</sup>



**Figura 2.1.** Modelo de propagação para o terreno plano. Para satisfazer as condições de contorno, admite-se a presença da antena imagem em uma posição simétrica em relação à antena real.

O campo na região distante da antena deve satisfazer a condição de irradiação de Sommerfeld.<sup>6</sup> Nesta situação, sua amplitude varia inversamente com a distância, obedecendo a uma lei da forma

$$E(r) = \frac{C f(\theta, \phi)}{r} e^{-i\beta r} \quad (2.4)$$

onde  $C$  é uma constante de proporcionalidade,  $\beta$  é o fator de fase no meio,  $r$  é a distância de separação e  $f(\theta, \phi)$  é uma função que descreve o diagrama de irradiação da antena transmissora.<sup>7</sup> Para incluir o efeito da reflexão no solo, é necessário conhecer o ângulo de incidência e as características eletromagnéticas do meio. Em geral, o solo apresenta condutividade não-nula, o que pode ser incluído nas análises empregando uma permissividade complexa, cujo valor da parte imaginária é dependente da frequência.<sup>4</sup> Pode-se demonstrar que

$$\varepsilon_{eq} = \varepsilon - i \left( \frac{\sigma}{\omega} \right) = \varepsilon - i60\sigma\lambda\varepsilon_0 \quad (2.5)$$

sendo  $\sigma$  a condutividade do solo,  $\lambda$  o comprimento de onda,  $\omega$  a frequência angular e  $\varepsilon_0$  a permissividade do vácuo.

O coeficiente de reflexão ( $\Gamma$ ) relaciona os campos refletido e incidente na fronteira entre os dois meios, sendo em geral uma grandeza complexa, que pode ser expressa na forma<sup>8</sup>

$$\Gamma = \frac{\text{sen } \theta - x}{\text{sen } \theta + x} = |\Gamma| e^{i\phi} \quad (2.6)$$

em que o termo  $x$  inclui as características do meio de reflexão e da polarização da onda incidente.

Considere um plano normal à direção de propagação, em uma distância qualquer da origem da onda, sobre o qual serão projetados os valores instantâneos do campo elétrico. Unindo-se nesse plano os pontos de extremidade do vetor arbitrário obtém-se uma figura geométrica, cujo formato define a polarização da onda eletromagnética, e esta é dividida considerando a posição do campo elétrico em relação à superfície da Terra. Na *polarização horizontal* o campo elétrico mantém-se sempre paralelo e na *polarização vertical* fica perpendicular a superfície da Terra em todos os instantes. Para tanto nas polarizações horizontal e vertical o valor  $x$  é expresso respectivamente por

$$x = x_{EN} = \sqrt{\frac{\epsilon_{eq}}{\epsilon_0} - \cos^2 \theta} \quad (2.7)$$

$$x = x_{HN} = \left( \frac{\epsilon_0}{\epsilon_{eq}} \right) \sqrt{\frac{\epsilon_{eq}}{\epsilon_0} - \cos^2 \theta} = \left( \frac{\epsilon_0}{\epsilon_{eq}} \right) x_{EN} \quad (2.8)$$

Tomando por referência a Figura 2.1, o campo total na antena receptora fica descrito pela superposição dos sinais oriundos dos dois percursos, com a amplitude da onda refletida modificada pelo coeficiente de reflexão. Portanto, escreve-se que

$$E_r = \frac{E_o f(\theta, \phi)}{r} e^{-i\beta r_1} + \Gamma \frac{E_o f(\theta, \phi)}{r} e^{-i\beta r_2} = \frac{E_o f(\theta, \phi)}{r} e^{-i\beta r_1} [1 + |\Gamma| e^{i\phi} e^{-i\beta(r_2-r_1)}] \quad (2.9)$$

onde o fator de fase relaciona-se com o comprimento de onda por  $\beta = 2\pi/\lambda$ . De acordo com a figura anterior, as distâncias envolvidas na Equação (2.8) são

$$r_1 = d \sqrt{1 + \left( \frac{h_R - h_T}{d} \right)^2} \cong d + \frac{(h_R - h_T)^2}{2d} \quad (2.10)$$

$$r_2 = d \sqrt{1 + \left( \frac{h_R + h_T}{d} \right)^2} \cong d + \frac{(h_R + h_T)^2}{2d} \quad (2.11)$$

sendo as aproximações válidas para as distâncias normalmente envolvidas em um enlace de radiocomunicações. Subtraindo os dois valores e substituindo em (2.9),

pode-se encontrar uma expressão mais simples:

$$\begin{aligned} E_r &= \frac{E_o f(\theta, \phi)}{r} e^{-i\beta r_1} [1 + |\Gamma| e^{-i\psi}] = \\ &= \frac{E_o f(\theta, \phi)}{r} e^{-i\beta r_1} [1 + |\Gamma| \cos \psi - i|\Gamma| \sin \psi] \end{aligned} \quad (2.12)$$

com o argumento total  $\psi$  dado por

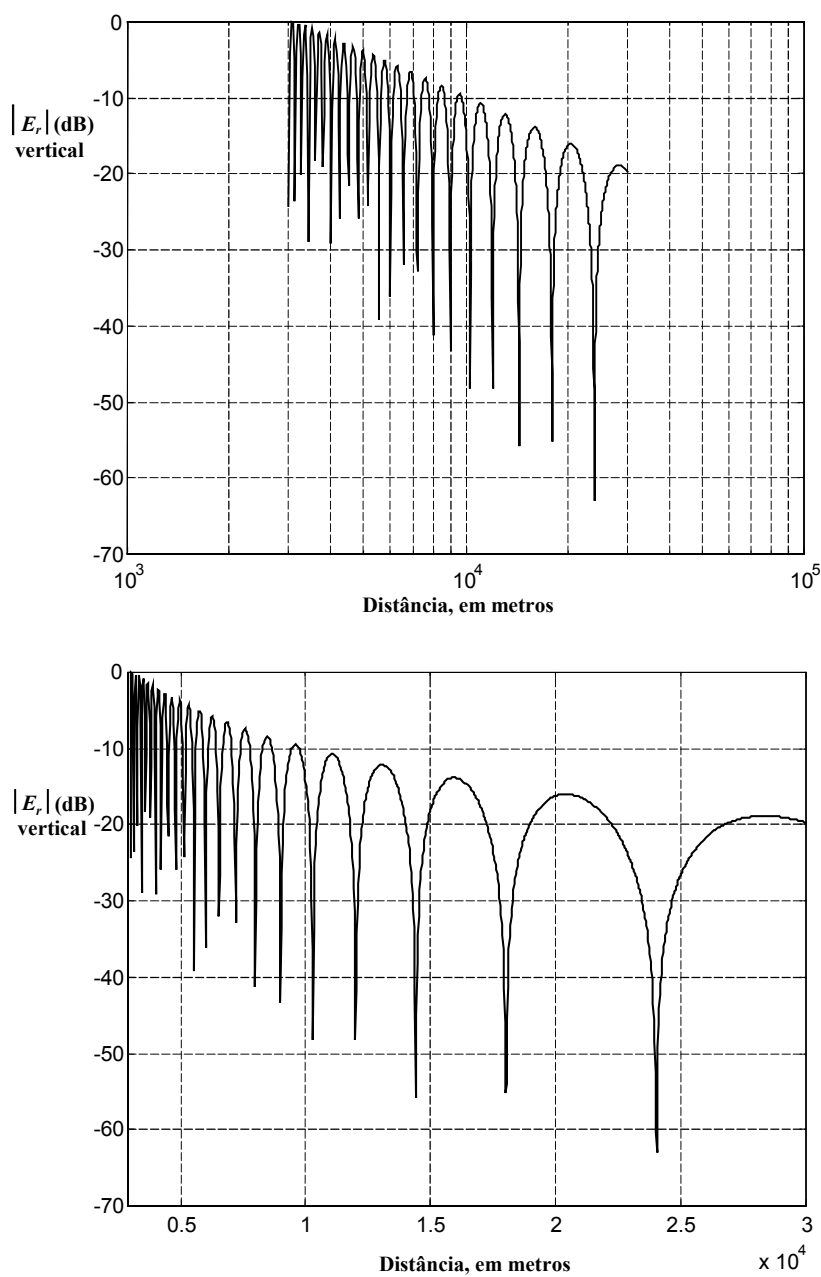
$$\psi = \phi + \frac{4\pi h_T h_R}{\lambda d} \quad (2.13)$$

Normalmente há mais interesse em se conhecer o módulo do campo resultante e a Equação (2.12) leva ao valor

$$|E_r| = \frac{|E_o| |f(\theta, \phi)|}{r} \sqrt{1 + |\Gamma|^2 + 2|\Gamma| \cos \psi} \quad (2.14)$$

Mostrando um campo total com amplitude que decresce inversamente proporcional à distância. São ilustrados nas figuras que se seguem o comportamento do módulo e do argumento do campo elétrico recebido para os dois tipos de polarização. Para este levantamento realizado na plataforma MatLab<sup>®</sup>, Apêndice A1, supôs-se a superfície de reflexão com permissividade de  $10\epsilon_0$  e condutividade de  $1 \times 10^{-2}$  S/m, valores típicos de uma região com solo agricultável.<sup>5,9</sup> A frequência escolhida foi de 900MHz, por se tratar de uma faixa bastante útil para os sistemas de telefonia móvel celular.<sup>10</sup> As alturas das antenas poderão ter influência considerável, dependendo do respectivo diagrama de irradiação. Antenas com maiores diretividades sofrerão efeitos mais significativos das alturas em relação ao plano de reflexão. Nesta ilustração, admitiu-se irradiação a partir de um dipolo de meia onda, usando para  $f(\theta, \phi)$  as funções que descrevem o comportamento do campo irradiado nos planos do campo elétrico e do campo magnético.<sup>7</sup> Para os dados geométricos, escolheram-se alturas de 100m e 120m para as antenas transmissora e receptora, respectivamente, e distância entre o transmissor e receptor variando entre 3km e 30km. Admitiu-se superfície refletora plana, de modo a se ter uma reflexão especular, com a qual se tem maiores alterações nos níveis de sinal recebido. Para as duas polarizações, verificam-se mudanças acentuadas no sinal, com comportamento geral semelhante nos dois casos (Figuras 2.2 e 2.3). Por conseguinte, o tratamento

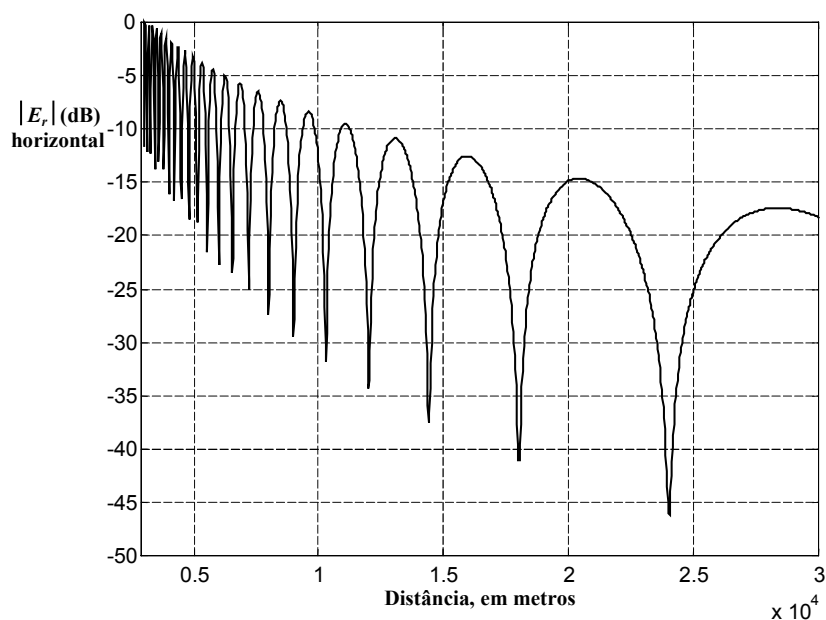
pode ser feito escolhendo uma das polarizações, adaptando-se depois os resultados para o outro caso.



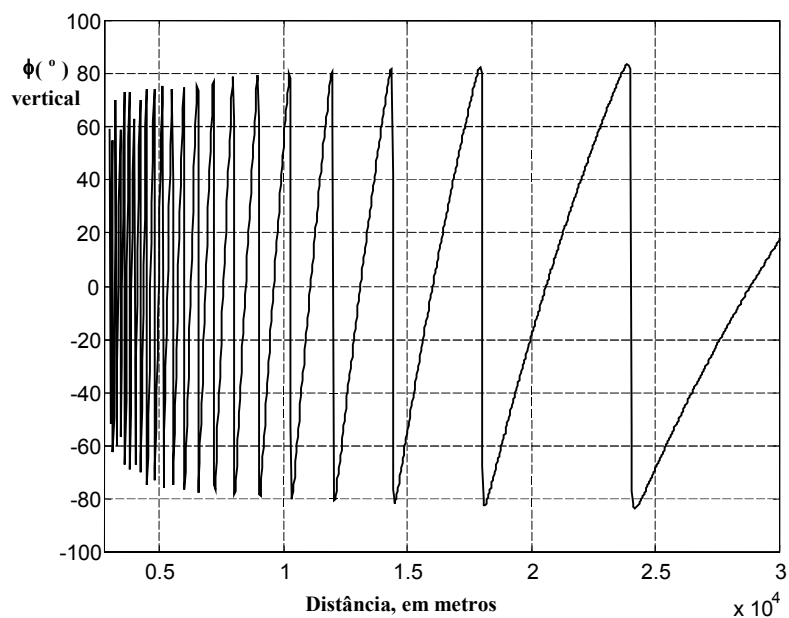
**Figura 2.2.** Módulo do campo elétrico normalizado em relação ao máximo para a polarização vertical com a onda propagando sobre uma terra plana. Na parte superior da figura a distância encontra-se na escala logarítmica, sendo possível perceber que o módulo do campo elétrico cai linearmente com a distância.

Na Figura 2.2 está representado o módulo do campo elétrico para a polarização vertical. Na parte superior da figura a distância está na escala logarítmica, desta maneira é perceptível que o módulo do campo elétrico cai

linearmente com o aumento da distância. Nas próximas figuras será apresentado a distância em escala linear, mas o campo também se comporta de maneira semelhante mas com os valores respectivos da polarização utilizada.

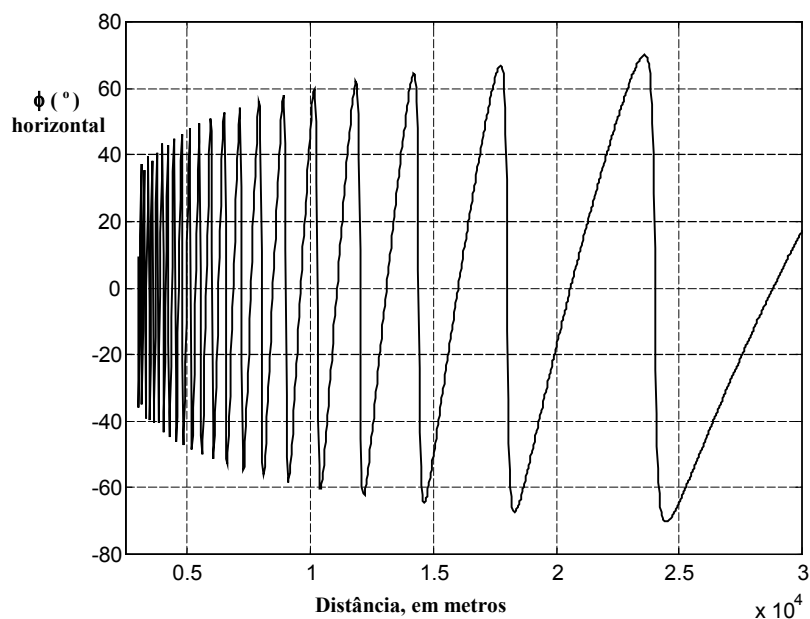


**Figura 2.3.** Módulo do campo elétrico com polarização horizontal. Percebe-se que existe uma pequena diferença no comportamento do módulo da função para os dois tipos de polarização. Essa diferença se torna mais significativa com o aumento das alturas entre as antenas.



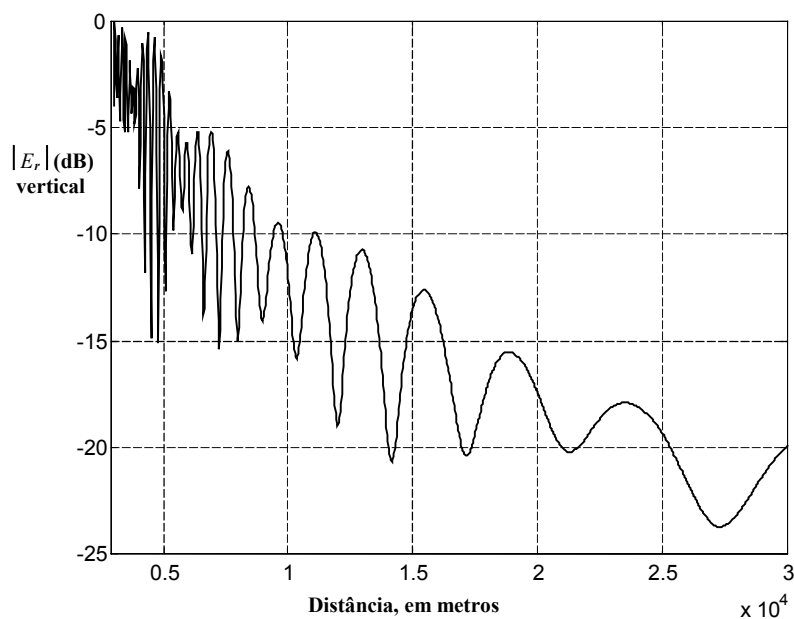
**Figura 2.4.** Comportamento do argumento do campo elétrico para a onda propagando sobre a terra plana com a polarização vertical.



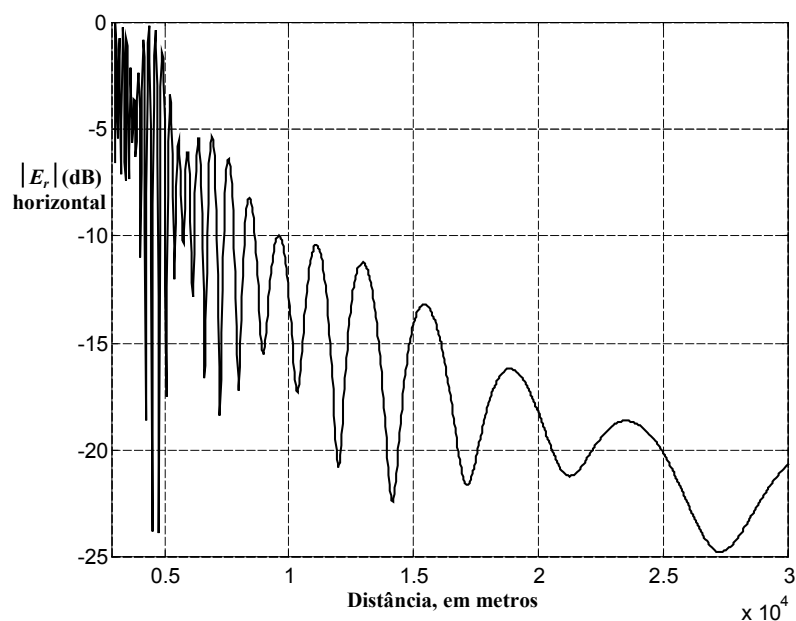


**Figura 2.5.** Comportamento do argumento do campo elétrico para a onda propagando sobre a terra plana com a polarização horizontal.

Em uma segunda bateria de cálculos, variaram-se três vezes as alturas das antenas transmissora e receptora durante o percurso, de forma a se ter composição de sinais vindos por seis trajetórias. Nesse caso, os comportamentos do campo recebido para as polarizações vertical e horizontal sofrem alterações maiores (Figuras 2.6 a 2.9). Para o exemplo, a Figura 2.10 apresenta também o comportamento do campo elétrico em relação ao tempo do percurso.

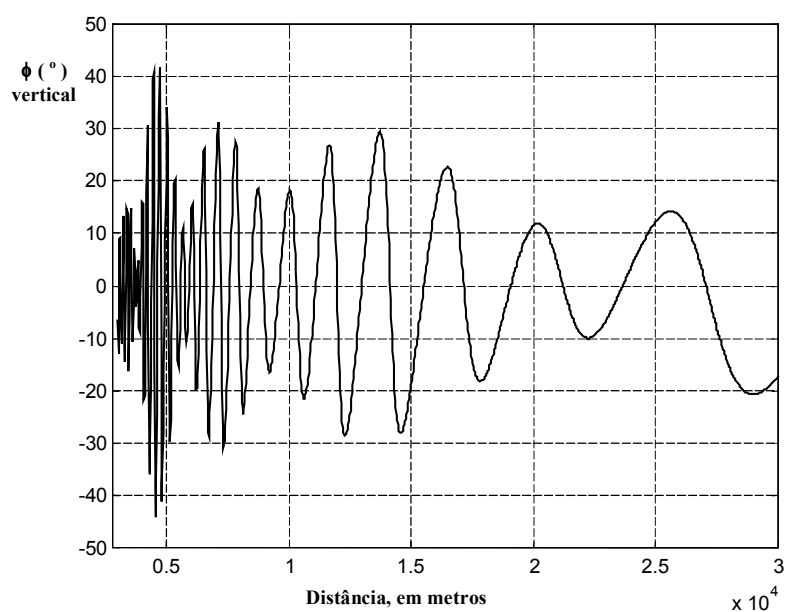


**Figura 2.6.** Módulo do campo elétrico com a altura variando três vezes, o caso para a polarização vertical

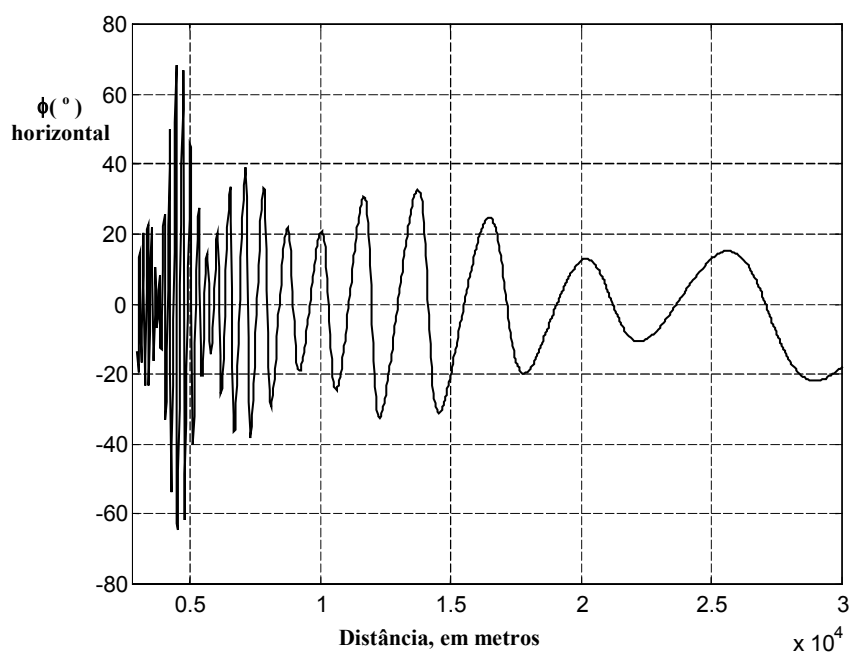


**Figura 2.7.** Comportamento do campo elétrico para a polarização horizontal. Nesse caso existe seis percursos distintos.

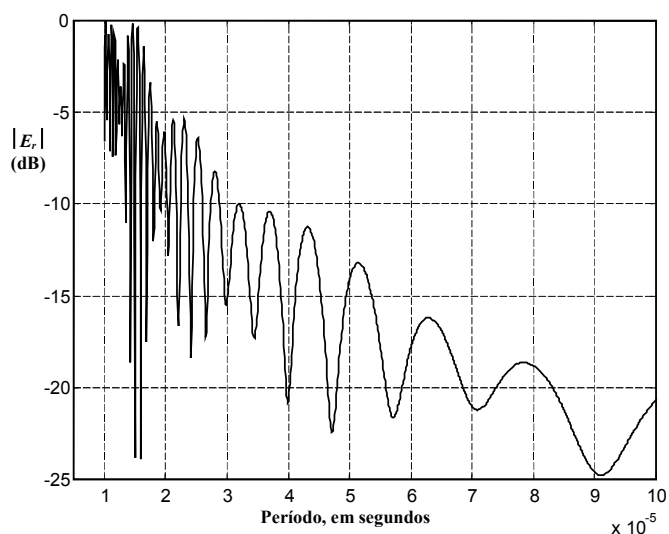
É importante salientar que à medida em que se aumenta a distância, os comportamentos da onda eletromagnética para as polarizações vertical e horizontal tornam-se diferentes. Na presença de superfícies onde possam ocorrer reflexões, as várias componentes do campo eletromagnético devem sempre satisfazer as condições de contorno nas diversas interfaces de meios. Isto leva a valores diferentes para módulos e argumentos dos correspondentes coeficientes de reflexão. Como consequência, na propagação em que o campo magnético apresenta componente paralela à interface dos dois meios (polarização quase vertical) existe um ângulo de incidência para o qual se tem menor valor do módulo do coeficiente de reflexão. Indica, assim, uma maior transferência do sinal para o interior do meio em que estiver ocorrendo a reflexão. No caso ideal de dois meios sem perdas, isto corresponde a uma refração total, para um valor particular de ângulo conhecido como ângulo de Brewster.<sup>11</sup> No caso prático, pelo menos um dos meios apresenta atenuação e ocorre um mínimo de reflexão para o valor denominado ângulo pseudo-Brewster.



**Figura 2.8.** Argumento do campo elétrico para a onda propagando sobre a terra plana com seis percursos distintos com polarizações vertical.

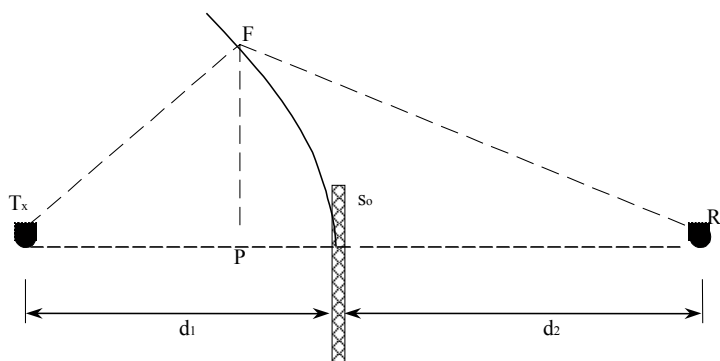


**Figura 2.9.** Argumento do campo elétrico para a polarização horizontal. Existe uma diferença mais perceptível na presença de seis percursos do que no caso anterior onde havia somente dois percursos de propagação.



**Figura 2.10.** Módulo do campo elétrico para uma onda propagando sobre a terra plana na polarização vertical em relação a duração do percurso.

**(d) Campo difratado.** Em meios naturais, os obstáculos apresentam-se com formatos diversificados, dificilmente podendo ser agrupados em geometria conhecidos. Os cálculos envolvendo a propagação nesses ambientes devem ser feitos a partir de alguns modelos que permitam certo grau de exatidão. Portanto seus valores devem ser considerados como uma aproximação do resultado real, encontrado por métodos experimentais. Um método de análise bastante difundido parte da hipótese que o obstáculo possui espessura muito pequena, não apresenta reflexões e seja completamente absorvente. Este tipo de obstáculo é conhecido como *gume de faca* e sua influência pode ser deduzida a partir da geometria da Figura 2.11. Considera-se que esse obstáculo estenda-se indefinidamente no plano normal à linha de visada e na parte inferior também decresce até o infinito a partir de uma ordenada  $s_0$ . À frente de onda tem formato esférico, embora a uma grande distância de sua origem a pequena parte a ser considerada aproxima-se do segmento de um plano.



**Figura 2.11.** Interrupção de uma parcela da frente de onda por um obstáculo do tipo *gume de faca* de elevadíssima absorção e espessura muito pequena, de modo que possa ser desconsiderada para os cálculos.

Para resolver esse problema matematicamente, recai-se em equações muito complexas e quase nunca conseguem-se resultados exatos, pois sempre admite-se que os obstáculos possam ser representados por modelos que não correspondem à realidade. Na modelagem das perdas por difração devido a uma obstrução como na Figura 2.11 utiliza-se, na maioria das aplicações, uma aproximação da integral complexa de Fresnel.<sup>14</sup> Uma boa aproximação para a perda no obstáculo de gume de faca é obtido pelo modelo representado pelas equações de Lee.<sup>12</sup> Com os resultados em decibels, tem-se:

$$L_{dif}(v) = \begin{cases} 0 & v \leq -1 \\ -20 \log(0,5 - 0,62v) & -1 \leq v \leq 0 \\ -20 \log\left(\frac{e^{-0,95v}}{2}\right) & 0 \leq v \leq 1 \\ -20 \log\left(0,4 - \sqrt{0,1184 - (0,38 - 0,1v)^2}\right) & 1 \leq v \leq 2,4 \\ -20 \log\left(\frac{0,225}{v}\right) & v > 2,4 \end{cases} \quad (2.15)$$

onde  $L_{dif}(v)$  representa a perda no obstáculo gume de faca e  $v$  é um parâmetro adimensional de difração de Fresnel-Kirchoff expresso por

$$v = h \sqrt{\frac{2(d_1 + d_2)}{\lambda d_1 d_2}} \quad (2.16)$$

onde  $h$  é a altura do obstáculo que ultrapassa a linha de visada com uma largura infinita, localizado a uma distância  $d_1$  do transmissor e  $d_2$  do receptor (Figura 2.12). Quando o fator  $v \leq -1$  a perda por difração é insignificante e indica que o obstáculo praticamente não afeta a propagação do sinal.

O valor da perda por difração está associado a obstruções das zonas de Fresnel da frente de onda.<sup>14</sup> As zonas de Fresnel no espaço geram elipsóides de revolução, com o transmissor e o receptor em seus focos. Em uma distância especificada, o raio da secção transversal do elipsóide de ordem  $n$  é dado por

$$r = \sqrt{\frac{n\lambda d_1 d_2}{d}} \quad (2.17)$$

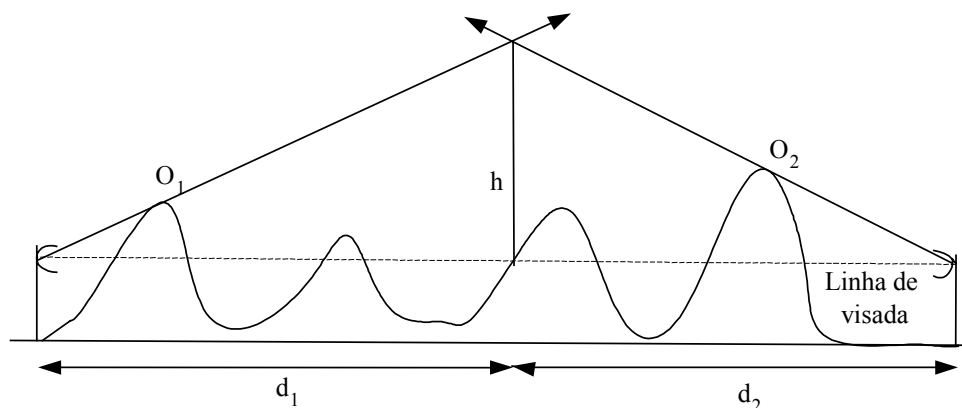
onde  $n=1$  para a primeira zona,  $n=2$  para a segunda, e assim por diante. A influência de um obstáculo está relacionada com a coordenada de seu topo e o raio do elipsóide

em seu ponto de localização. A maior parte da energia está concentrada na primeira zona de Fresnel. Logo, para se ter pequena influência do obstáculo, deve-se garantir desobstrução do primeiro elipsóide. Como a maior parte das comunicações é feita em ambiente no qual a velocidade de propagação é muito próxima do valor de vácuo e considerando que, em geral, especifica-se a frequência em megahertz, em lugar do comprimento de onda, e as distâncias são dadas em quilômetros, a equação acima pode ser escrita como

$$r = 547,72 \sqrt{\frac{nd_1d_2}{fd}} \quad (2.18)$$

Para um obstáculo localizado abaixo da linha de visada, dando uma folga de aproximadamente 70% do raio do primeiro elipsóide de Fresnel, quase não há atenuação adicional no enlace. Em termos práticos, pode-se considerar como se a onda estivesse propagando-se no espaço livre.<sup>11</sup> Nesta análise, considerou-se a presença de um único obstáculo ao longo do enlace. Frequentemente, ocorrem diversas obstruções parciais do sinal, como se ilustra na Figura 2.12. Em conseqüência, o efeito global sobre o campo no receptor deve levar em conta a contribuição de todos eles para a atenuação final. Foram desenvolvidos alguns métodos práticos de previsão que levam a um resultado próximo dos valores reais. Alguns desses procedimentos estão detalhados a seguir.

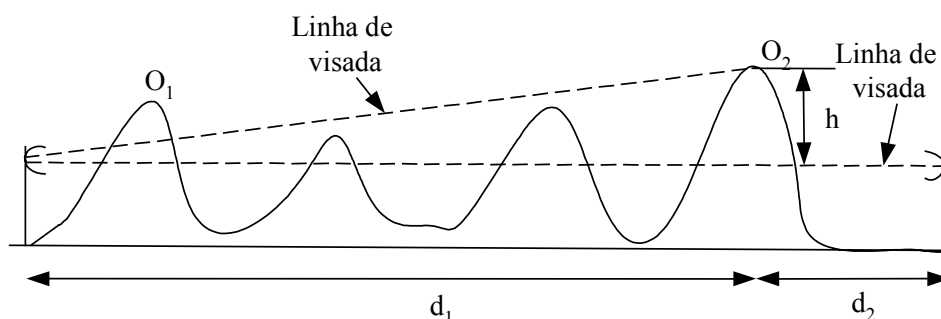
(e) **Modelo de Bullington.** Este método consiste em se reduzir o número de obstruções para um único obstáculo equivalente do tipo gume de faca com determinada elevação, localizado em um ponto conveniente do trajeto. Para isto, identificam-se dois obstáculos que contribuem com a maior perda no enlace e a partir das antenas traçam-se trajetórias retilíneas e em sua interseção localiza-se o obstáculo equivalente com sua altura e folga em relação à linha de visada.<sup>13, 14</sup>



**Figura 2.12.** Procedimento para o cálculo de obstrução por obstáculos múltiplos, segundo o critério de Bullington do obstáculo equivalente.

**(f) Modelo de Jacques Deygout.** Admitindo a existência de dois ou mais obstáculos no trajeto, considera-se o obstáculo principal como sendo o que apresenta maior penetração no primeiro elipsóide de Fresnel. Calcula-se o efeito desse obstáculo, supondo que não exista outro. Em seguida, considera-se um enlace entre o ponto de origem e o topo do obstáculo principal, determinando a influência do segundo obstáculo, e assim sucessivamente. (Figura 2.13). Simplificando, calcula-se primeiramente a influência do primeiro obstáculo e depois os efeitos dos demais obstáculos em relação ao obstáculo principal.<sup>15</sup> A atenuação total será a soma, em decibels, das perdas individuais dos obstáculos. Este procedimento tem sido muito usado na prática, pois apresenta resultados confiáveis para o efeito dos obstáculos sobre a atenuação do enlace:

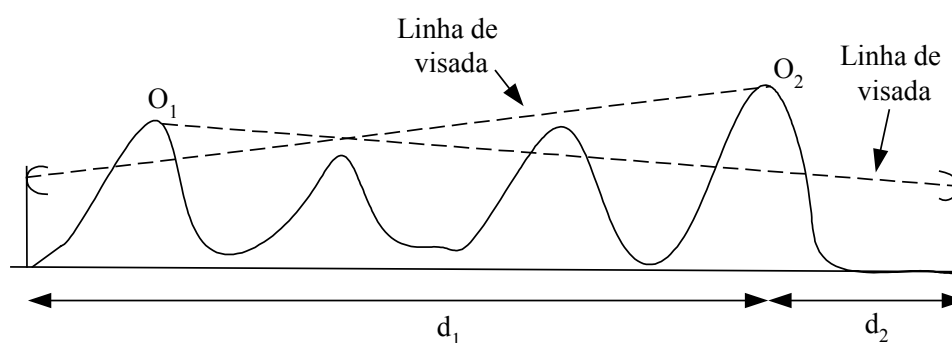
$$L_{total} = L_{dif}(O_1) + L_{dif}(O_2) \quad (2.19)$$



**Figura 2.13.** Representação do procedimento sugerido para o cálculo do campo difratado por Jacques Deygout

**(g) Modelo de Epstein-Peterson.** Nesse método, considera-se cada obstáculo individualmente e admite-se que a perda total seja a soma das atenuações introduzidas em

cada um deles. Isto é, considera-se inicialmente a trajetória entre o transmissor e o segundo obstáculo, determinando o efeito do primeiro obstáculo. Em seguida, determina-se a trajetória entre o primeiro obstáculo e o terceiro, calculando-se o efeito do segundo e assim por diante. Esse método apresenta erros apreciáveis quando os obstáculos estiverem muito próximos, pois as alturas não são encontradas com exatidão.<sup>5</sup>



**Figura 2.14.** Método de Epstein-Peterson para o levantamento dos efeitos de obstáculos múltiplos em um enlace de altas frequências.

## REFERÊNCIAS

- <sup>1</sup> KAZIMIER, S. – *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. 2<sup>nd</sup>. Ed., Norwood, Artech House, 1998.
- <sup>2</sup> DOUBLE, J. – *Introduction to radio propagation for fixed and mobile communications*. Norwood, Artech House, 1996
- <sup>3</sup> FRIIS, H. T. – A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, **34**(5):254-256, May, 1946.
- <sup>4</sup> RAMO, S., WHINNERY, J. R. and VAN DUZER, T. – *Fields and waves in communication electronics*. 3<sup>rd</sup>. Ed., New York, John Wiley, 1994.
- <sup>5</sup> PICQUENARD, Armel – *Radio wave propagation*. London, Macmillan, 1974.
- <sup>6</sup> COLLIN, Robert E. – *Field theory of guided waves*. New York, McGraw-Hill, 1960.
- <sup>7</sup> BALANIS, Constantine A. – *Antenna theory: analysis and design*. 2<sup>nd</sup> Ed.. New York, John Wiley, 1997.
- <sup>8</sup> REED, H. R. and RUSSEL, C. M. – *Ultra high frequency propagation*. 2<sup>nd</sup>. Ed., London, Chapman & Hall, 1965.
- <sup>9</sup> GRIFFITHS, John – *Radio wave propagation and antennas: an introduction*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1987.
- <sup>10</sup> YACOUB, Michel D. – *Foundations of mobile radio engineering*. Boca Raton, CRC Press, 1993.
- <sup>11</sup> RIBEIRO, J. A. J. – *Princípios de propagação das ondas eletromagnéticas*, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, 2001
- <sup>12</sup> LEE, William C. Y. – *Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*. 2<sup>nd</sup>. Ed.. New York, McGraw-Hill, 1995.
- <sup>13</sup> BULLINGTON, K. A. - Transmission loss in radio propagation. *Proc. IRE*, **41** (1):146-152, Jan, 1953
- <sup>14</sup> RAPPAPORT, Theodore S. – *Wireless Communications*. Englewood Cliffs, Prentice, Hall, 1996.
- <sup>15</sup> DEYGOUT, Jaques - Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IRE Trans Antennas Propagation*, **14**(7):480-489, Jul., 1966.



## CAPÍTULO III

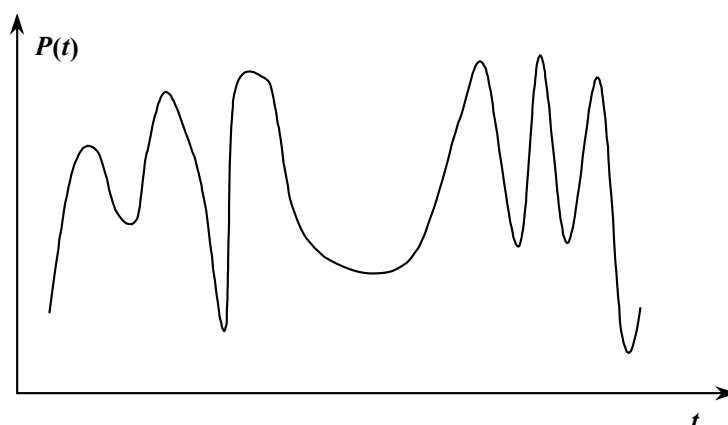
### CONCEITOS DE PROBABILIDADE

#### 3.1. Conceitos da teoria das probabilidades

(a) *Justificativa.* Diversos fatores que envolvem a propagação da onda eletromagnética entre o transmissor e o receptor não obedecem a leis determinísticas, uma vez que têm influência de diferentes fenômenos aleatórios do meio. Por exemplo, algumas características da atmosfera como grau de umidade, pressão, temperatura são valores com elevado grau de imprevisibilidade e só são conhecidos dentro de estudos probabilísticos. Todos têm efeito sobre a propagação da onda eletromagnética, afetando o índice de refração do meio, as trajetórias percorridas pela onda eletromagnética, o grau de atenuação, etc.. São necessárias aplicações da teoria de probabilidade para se fazer uma previsão dos valores na recepção da onda eletromagnética e que se aproximem o máximo possível dos resultados experimentais. O assunto probabilidade é fartamente divulgado em boas obras de referência e em trabalhos de formato mais aplicado.<sup>1</sup> Com o objetivo de organizar e ter acesso rápido aos conceitos úteis no estudo do desvanecimento, serão discutidos os vários termos de uso comum na teoria de probabilidades.

(b) *Variável aleatória.* Medições efetuadas na antena de um receptor mostram que o nível do sinal sofre variações contínuas, que dependem de condições e causas imprevisíveis. (Figura 3.1). Não é possível, portanto, estabelecer para ela uma lei de formação que permita conhecer com exatidão seus valores em todos instantes. Pode-se apenas prever que este sinal em determinado momento terá o seu valor provável entre dois limites conhecidos. Uma grandeza com comportamento deste tipo é repre-

sentada por uma *variável aleatória*, indicando que seus valores devem ser previstos por uma lei de probabilidades.



**Figura 3.1.** Comportamento típico do sinal recebido em um enlace de radiocomunicações. Nestes casos, esta grandeza não obedece a uma lei de formação, dependendo de circunstâncias imprevisíveis e deve ser descrita por uma variável aleatória.

**(c) Função densidade de probabilidade.** Para uma variável aleatória contínua  $x$ , define-se a densidade de probabilidade como uma função real  $p(x)$ , que satisfaz às seguintes condições:

$$p(x) \geq 0 \quad \text{para} \quad -\infty < x < \infty \quad (3.1)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx = 1 \quad (3.2)$$

que permitem determinar os limites dentro dos quais se pode prever o valor da variável. A probabilidade da variável  $x$  assumir um valor entre os limites  $x_1$  e  $x_2$  é

$$P(x_1, x_2) = \int_{x_1}^{x_2} p(x) dx \quad (3.3)$$

**(d) Função distribuição.** A função distribuição  $D(x_1)$  é definida como a probabilidade para que a variável aleatória  $x$  seja menor ou igual ao valor especificado  $x_1$ . Então, com o emprego da equação anterior, tem-se

$$D(x_1) = \int_{-\infty}^{x_1} p(x) dx \quad (3.4)$$

indicando que a probabilidade da variável aleatória ser maior que  $x_1$  é

$$P(x > x_1) = 1 - D(x_1) \quad (3.5)$$

Ao se tomar (3.4) em sua forma diferencial, deduz-se que a densidade de probabilidade é a derivada da função distribuição para todos os valores de  $x$  nos quais  $D(x)$  seja diferenciável. Ou seja,

$$p(x) = \frac{dD(x)}{dx} \quad (3.6)$$

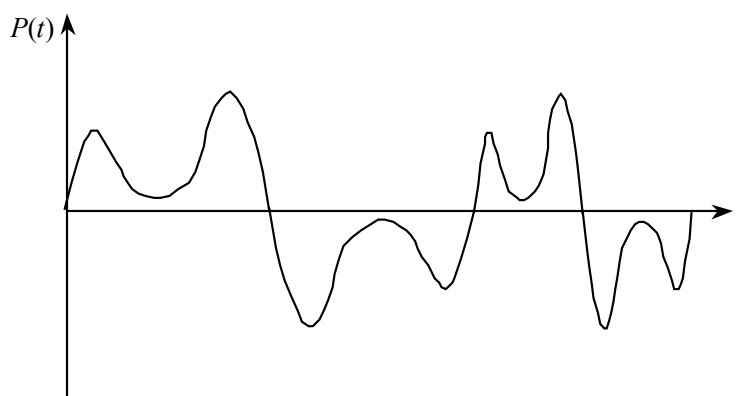
Existem algumas distribuições de probabilidade que são muito úteis no estudo de canais com desvanecimento, como por exemplo, as distribuições de Rayleigh, Rice, log-normal entre outras que serão detalhadas posteriormente neste capítulo.

**(e) Valor médio.** Em uma função como a da Figura 3.1 é possível verificar a existência de um valor médio, determinado a partir da soma de todos os valores em um intervalo definido, dividido pelo número de valores utilizados. Por se tratar de uma variável sem lei de formação conhecida, o valor médio, em uma primeira abordagem, dá uma informação muito útil do comportamento esperado para a variável. Por esta razão, é de relevância que se encontre para qualquer variável aleatória o *valor médio*, *valor esperado* ou *primeiro momento* como:

$$m_x = E(x) = \int_{-\infty}^{\infty} x p(x) dx \quad (3.7)$$

**(f) Valor médio quadrático.** É possível que os valores positivos e negativos de uma grandeza aleatória sejam equiprováveis, o que conduziria a um valor médio igual a zero. Na Figura 3.2 ilustra-se uma situação em que isto pode ocorrer em uma variável sem lei de formação. Por outro lado, existem valores de grandezas físicas que não estão associados ao seu valor médio. É o caso, por exemplo, da potência elétrica média de um sinal variável no tempo. Por esta razão, há necessidade de se introduzir o conceito de o *valor médio quadrático* ou *segundo momento* da variável  $x$  como:

$$m_2 = E(x^2) = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx \quad (3.8)$$



**Figura 3.2.** Comportamento de uma grandeza aleatória em que o valor médio é zero. Mas com essa situação é possível obter-se o valor médio quadrático, sendo este não-nulo. Esse fato ocorre, por exemplo, quando se trata da potência do sinal.

**(g) Variância.** A variância representa o valor médio quadrático dos desvios em relação à média aritmética da variável aleatória, sendo escrita como

$$\sigma^2 = E[(x - m_x)^2] = \int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^2 p(x) dx \quad (3.9)$$

Ao se expandir o integrando tem-se

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \int_{-\infty}^{\infty} (x^2 - 2xm_x + m_x^2) p(x) dx = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx - 2m_x \int_{-\infty}^{\infty} xp(x) dx + m_x^2 \int_{-\infty}^{\infty} p(x) dx \end{aligned} \quad (3.10)$$

Percebe-se que os termos obtidos após a expansão foram definidos anteriormente. Então pode-se concluir que a variância de uma variável aleatória é igual à sua média quadrática menos o quadrado de sua média aritmética:

$$\sigma^2 = m_2 - 2m_x^2 + m_x^2 = m_2 - m_x^2 \quad (3.11)$$

**(h) Desvio padrão.** O desvio padrão é um parâmetro importante para se quantificar a dispersão que ocorre nos valores de uma variável aleatória. Em comunicações, a par-

tir da análise do desvio padrão pode-se ter informações sobre a qualidade do sistema, pois se o desvio padrão for alto, significa que está havendo uma grande dispersão do sinal. O desvio padrão é obtido a partir da raiz quadrada da variância:

$$\sigma = \sqrt{E[(x - m_x)^2]} = \sqrt{\int_{-\infty}^{\infty} (x - m_x)^2 p(x) dx} \quad (3.12)$$

**(i) Valor mediano.** O *valor mediano* ou *mediana* corresponde ao ponto central de uma série de valores distribuídos por meio de suas magnitudes. Portanto, na distribuição de uma variável aleatória, a mediana corresponde a probabilidade de 50% desta variável estar acima ou abaixo deste valor. Ou seja, a mediana tem que satisfazer a condição

$$P(x \leq x_{med}) = D(x_{med}) = 0,50 \quad (3.13)$$

logo,

$$D(x_{med}) = P(x < x_{med}) = \int_{-\infty}^{x_{med}} p(x) dx \quad (3.14)$$

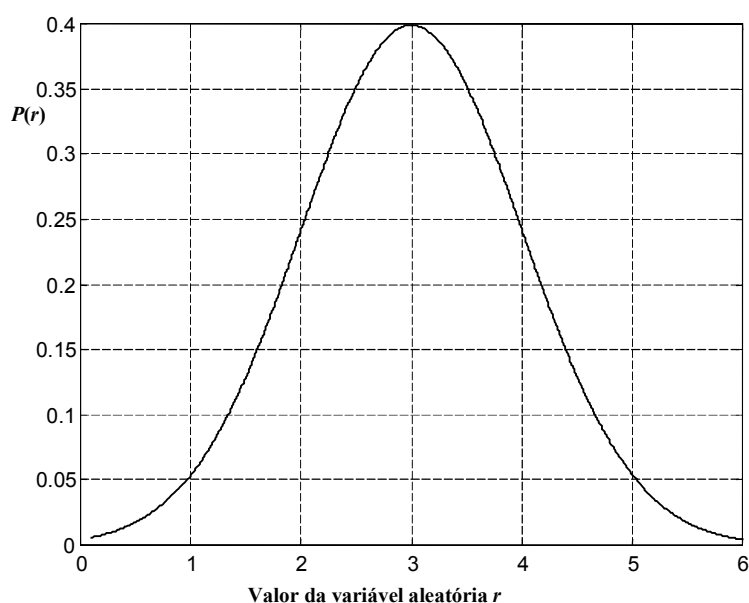
**(j) Teorema do limite central.** Este teorema estabelece que a função distribuição de probabilidade da soma de variáveis aleatórias independentes aproxima-se do comportamento gaussiano à medida que a quantidade de variáveis cresce indefinidamente. Uma função tem comportamento gaussiano quando obedece a uma distribuição de probabilidade do tipo

$$p(r) = e^{-T(r)} \quad (3.15)$$

onde  $T(r)$  é um polinômio não negativo de segundo grau. Se forem usados como parâmetros da variável aleatória o seu valor médio  $m_r$  e o desvio padrão  $\sigma$ , a função densidade de probabilidade é usualmente escrita por <sup>2, 6</sup>:

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(r - m_r)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.16)$$

A Figura 3.3 exemplifica o formato de uma curva que obedece a esta lei de formação. Para o seu levantamento, considerou-se um valor médio igual a 3 e um desvio padrão unitário.



**Figura 3.3.** Descrição da densidade de probabilidade para a distribuição estatística gaussiana. Considerou-se um valor médio igual a 3 e um desvio padrão igual a 1.

### 3.2. Distribuições de probabilidade relevantes no estudo de propagação de ondas de radiocomunicação.

(a) *Problemas esperados na recepção em um sistema de radiocomunicação.* A onda eletromagnética que chega ao receptor é constituída por várias parcelas. As componentes surgem devida a reflexões em terrenos irregulares, obstruções existentes no ambiente, variações na constante dielétrica do meio, múltiplas trajetórias na atmosfera e outras causas.<sup>3</sup> Como a propagação de ondas eletromagnéticas está associada com diversas propriedades do meio que não seguem leis determinísticas é necessária a análise da propagação como um fenômeno estatístico. Na maioria dos casos, é possível descrever satisfatoriamente as variações dos parâmetros de propagação no tempo e no espaço conhecendo-se as correspondentes funções distribuição. Portanto, necessita-se do conhecimento das propriedades das distribuições de probabilidade mais usadas nas descrições dos fenômenos que influem na propagação. Deve-se levar em conta as funções que descrevem os fenômenos no tempo, no espaço e na frequência, pois somente os valores médios obtidos não são suficientes para caracterizar o

desempenho do sistema. O comportamento dinâmico dos sinais desejados e de interferências são fatores importantes para determinar a confiabilidade do sistema. Para se especificar os parâmetros como tipo de modulação, potência de transmissão, proteção contra interferências, tipo de diversidade e método de codificação, são necessários os conhecimentos da rapidez das flutuações do sinal e do tempo durante o qual o fato está ocorrendo. Como são fenômenos aleatórios, deve-se conhecer o tratamento estatístico mais conveniente em cada caso. Assim, serão detalhadas as distribuições mais úteis para estes casos.<sup>4</sup>

**(b) Distribuição de Rayleigh.** Pode-se admitir que as ondas que chegam ao receptor estejam uniformemente distribuídas entre 0 e  $2\pi$  rad. Considera-se a amplitude e a fase independentes uma da outra. Consequentemente, em certo instante, as componentes estarão em fase, produzindo uma grande amplitude, significando *interferência construtiva* entre os diversos sinais. Em outros instantes, poderão estar em contrafase, produzindo pequena amplitude, representando uma *interferência destrutiva*. O desvanecimento pode ser determinado considerando um sinal transmitido  $S$  na frequência  $\omega_0$  e com amplitude  $\alpha$  escrito como<sup>5</sup>

$$S = \alpha e^{j\omega_0 t} \quad (3.17)$$

Sendo  $\alpha_i$  e  $\theta_i$  a amplitude e a fase das componentes recebidas, o sinal resultante  $S_r$  será a soma dessas componentes:

$$S_r = \sum_{i=1}^n \alpha_i e^{j(\omega_0 t + \theta_i)} = r e^{j(\omega_0 t + \theta)} \quad (3.18)$$

onde em geral  $n$  é grande e  $r e^{j\theta}$  representa a operação

$$r e^{j\theta} = \sum_{i=1}^n \alpha_i e^{j\theta_i} \quad (3.19)$$

Usando a fórmula de Euler tem-se

$$r e^{j\theta} = \sum_{i=1}^n \alpha_i \cos \theta_i + j \sum_{i=1}^n \alpha_i \sen \theta_i \equiv x + jy \quad (3.20)$$

onde se identificam

$$x = r \cos \theta \quad (3.21)$$

$$y = r \sin \theta \quad (3.22)$$

$$r^2 = x^2 + y^2 \quad (3.23)$$

Na Equação (3.18), a amplitude  $\alpha_i$  é aleatória e a fase  $\theta_i$  possui distribuição uniforme entre 0 e  $2\pi$ . Pode-se, então, supor que  $x$  e  $y$  sejam ambas variáveis gaussianas, com média igual a zero e variância  $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma_r^2$ , com distribuição na forma

$$p(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (3.24)$$

onde a nova variável  $z$  pode representar  $x$  ou  $y$ . Como  $x$  e  $y$  são variáveis independentes e com o mesmo desvio padrão, a distribuição  $p(x,y)$  é dada por

$$p(x,y) = p(x)p(y) = \frac{1}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.25)$$

A distribuição  $p(r,\theta)$  pode ser escrita em função de  $p(x,y)$  como abaixo

$$p(r,\theta) = |J| p(x,y) \quad (3.26)$$

onde  $|J|$  é o jacobiano da transformação das variáveis aleatórias  $x,y$  em  $r,\theta$ . Este valor é encontrado a partir de

$$|J| = \begin{vmatrix} \frac{\partial x}{\partial r} & \frac{\partial x}{\partial \theta} \\ \frac{\partial y}{\partial r} & \frac{\partial y}{\partial \theta} \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \cos \theta & -r \sin \theta \\ \sin \theta & +r \cos \theta \end{vmatrix} = |r| \quad (3.27)$$

Partindo de (3.26) e aplicando (3.27), pode-se rescrever a Equação (3.25) em função de  $r,\theta$

$$p(r,\theta) = \frac{r}{2\pi\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.28)$$

A função densidade de probabilidade de  $p(r)$  é obtida tomando-se a média de  $p(r,\theta)$  em toda a faixa de variação de  $\theta$ . Então,



$$p(r) = \int_0^{2\pi} p(r, \theta) d\theta \quad (3.29)$$

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) & (r \geq 0) \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (3.30)$$

Algumas informações relevantes sobre a distribuição de Rayleigh são o seu valor máximo, o valor médio, a média quadrática, etc., freqüentemente necessárias em cálculos envolvendo análise de propagação em meios com desvanecimento.<sup>6, 7</sup> Estes valores são obtidos por intermédio dos procedimentos já descritos em seções anteriores. Por exemplo, o valor máximo corresponde ao ponto em que a derivada da função é nula e sua derivada segunda é negativa. O valor médio e o valor médio quadrático implicam em integração nos moldes apresentados, e assim por diante. O gráfico que representa esta densidade de probabilidade possui o formato apresentado na Figura 3.4, com as abcissas em termos de  $r/\sigma_r$  e no eixo das ordenadas os valores de  $\sigma_r p(r)$ .

Valor de  $r$  para  $[p(r)]_{max}$   $r = \sigma_r$

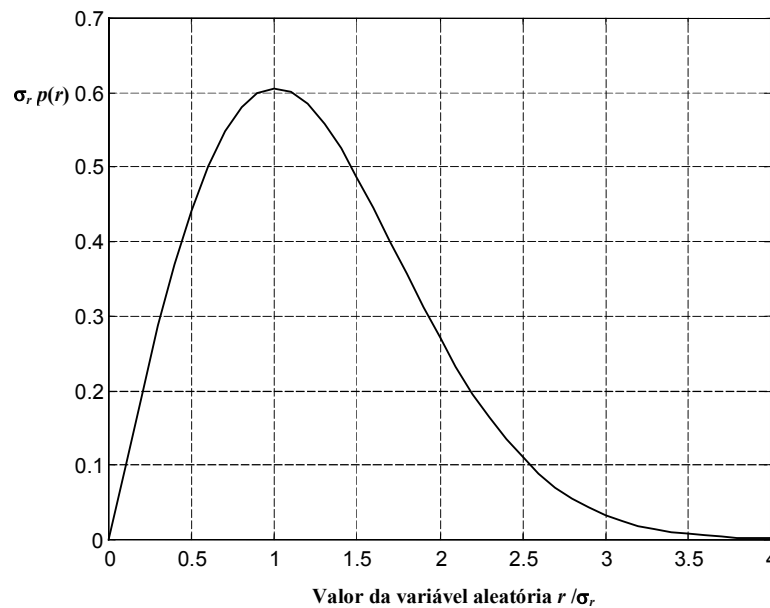
Valor máximo:  $[p(r)]_{max} = \frac{1}{\sigma_r} \exp\left(-\frac{1}{2}\right) = \frac{0,606}{\sigma_r}$

Valor médio:  $E[r] = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma_r = 1,253 \sigma_r$

Valor médio quadrático:  $E[r^2] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr = 2 \sigma_r^2$

Variância:  $\sigma_p^2 = E[r^2] - E^2[r] = 2\sigma_r^2 - \frac{\sigma_r^2 \pi}{2} = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma_r^2 = 0,4292 \sigma_r^2$

Valor mediano:  $r_{med} = \sqrt{2\sigma_r^2 \ln 2} = 1,18 \sigma_r$



**Figura 3.4.** Descrição da densidade de probabilidade para a distribuição estatística de Rayleigh, considerando um desvio padrão unitário.

**(c) Distribuição de Rice.** A distribuição de Rice<sup>8</sup> foi proposta em fins da década de 40 e é usada quando existir um nível de sinal forte adicionado a sinais mais fracos. A componente de amplitude dominante corresponde, por exemplo, ao trajeto em visada direta entre o transmissor e o receptor. Os demais sinais são originados em múltiplos percursos, causados por reflexões e difrações em obstáculos na região. Este tipo de comportamento ocorre em microcélulas de telefonia móvel.<sup>9</sup> O sinal recebido é a soma fasorial das ondas espalhadas com o sinal direto.<sup>7</sup> A envoltória do sinal recebido é determinada conforme as características de amplitude e fase das diferentes componentes.<sup>5</sup> Usando as Equações (3.20) e (3.17), o sinal recebido  $S_r$  pode ser representado na forma

$$S_r = r \exp j(\omega_0 t + \theta) + a \exp(j\omega_0 t) \quad (3.31)$$

onde o primeiro termo corresponde às componentes de onda espalhada e a segunda parcela refere-se à onda dominante, suposta com amplitude  $a$ . Esta expressão pode ser reescrita introduzindo uma amplitude complexa. Para isto, combina-se uma componente real e uma imaginária, freqüentemente referida com componente em fase e componente em quadratura. A forma final fica

$$S_r = [(x + a) + jy] e^{j\omega_0 t} \quad (3.32)$$

que para ser equivalente à descrição anterior os parâmetros  $x$  e  $y$  devem ser determinados a partir das relações

$$r^2 = (x + a)^2 + y^2 \quad (3.33)$$

$$x + a = r \cos \theta \quad (3.34)$$

$$y = r \sin \theta \quad (3.35)$$

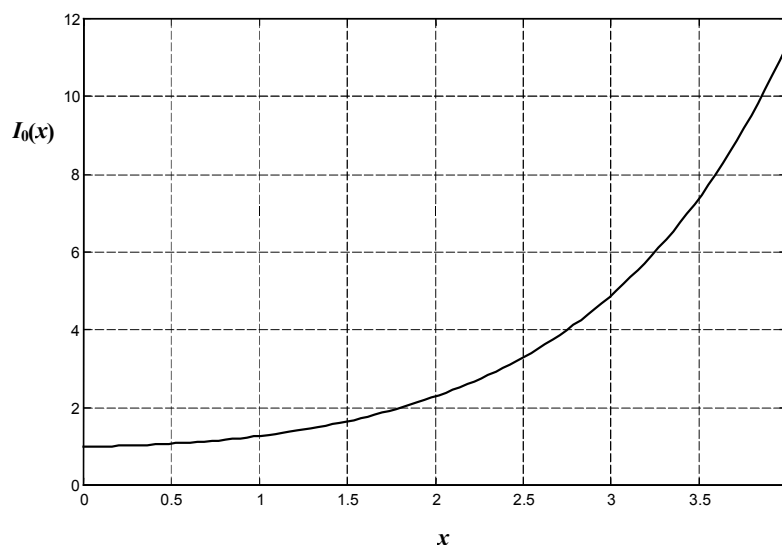
Seguindo o mesmo raciocínio aplicado à distribuição de Rayleigh, obtém-se a função de densidade de probabilidade para este tipo de distribuição<sup>2</sup>:

$$p(r) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2 + a_r^2}{2\sigma_r^2}\right) I_0\left(\frac{a_r}{\sigma_r}\right) \quad (3.36)$$

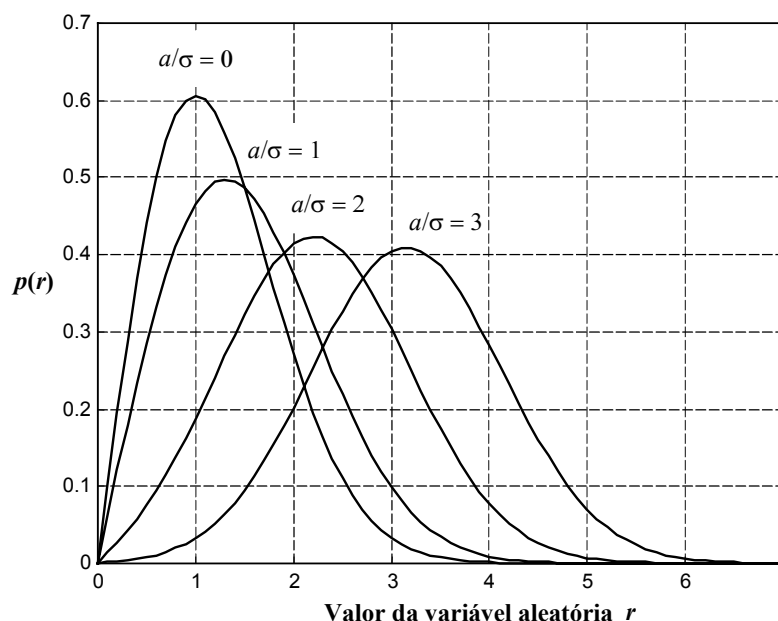
onde  $I_0 = (a_r/\sigma_r^2)$  é a função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero<sup>10</sup>, representada na Figura 3.5. Esta função é expandida em série de potências da forma

$$I_0(x) = 1 + \frac{x^2}{2^2} + \frac{x^4}{2^2 \times 4^2} + \frac{x^6}{2^2 \times 4^2 \times 6^2} + \dots \quad (3.37)$$

Quando  $a = 0$ , a expressão (3.36) particulariza-se para a distribuição de Rayleigh. Isto seria esperado, uma vez que na distribuição de Rayleigh admite-se que as componentes possuam amplitudes aproximadamente iguais, sem a presença de um modo dominante.<sup>7</sup> Se a razão  $a/\sigma$  for suficientemente grande, a componente em fase  $(x+a)$  predominará sobre a componente  $iy$  do sinal. Portanto, a distribuição  $p(r)$  da variável  $r = x + a$  será quase igual a  $p(x)$ , com amplitude aproximadamente igual ao valor de  $a$ . As curvas da função densidade de probabilidade de Rice estão na Figura 3.6, com a relação  $a/\sigma_r$  como parâmetro. Os resultados mostram o comportamento da distribuição de Rayleigh quando  $a = 0$  e a tendência para o formato gaussiano à medida em que se aumenta a relação  $a/\sigma$ .



**Figura 3.5.** Comportamento da função de Bessel modificada de primeira espécie de ordem zero.



**Figura 3.6.** Formato geral da densidade de probabilidade para um fenômeno estatístico descrito pela distribuição de Rice. As curvas representam variação da amplitude da onda direta entre 0 e 3 vezes o desvio padrão.

**(d) Distribuição log-normal.** A distribuição log-normal é usada para descrever a variação da amplitude do sinal em larga escala, ou seja, envolvendo grandes distâncias, devido aos múltiplos percursos em ambientes com obstáculos, cada um com sua própria atenuação e espessura. Nestas circunstâncias, é conveniente que os valores das amplitudes sejam referidos em decibels, que é uma medida logarítmica. Medições em enlaces que possam ser descritos sob estas condições demonstraram que o desvio padrão varia entre 4dB e 10dB.<sup>11</sup> Se a amplitude da onda que chega a uma

obstrução com espessura  $\Delta r$  de ordem  $i$  for  $E_{i-1}$  e passar a  $E_i$  após o obstáculo, devido a um fator de atenuação  $\alpha_i$ , tem-se <sup>5</sup>:

$$E_i = E_{i-1} \exp(-\alpha_i \Delta r_i) \quad (3.38)$$

Seguindo o mesmo raciocínio e considerando que o sinal ultrapasse  $n$  obstruções, o campo resultante será o obtido no estágio anterior sucessivamente multiplicado pela função exponencial própria de cada um. Com isto, o resultado final será

$$E_n = E_0 \exp\left(-\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i\right) \quad (3.39)$$

em que  $\alpha_i$  e  $\Delta r_i$  são valores próprios de cada obstáculo, sem lei de formação definida. É possível identificar o expoente da equação anterior com uma nova variável  $r_n$

$$r_n \equiv -\sum_{i=1}^n \alpha_i \Delta r_i \quad (3.40)$$

e simplificar a expressão para

$$E_n = E_0 \exp(r_n) \quad \text{ou} \quad \frac{E_n}{E_0} = \exp(r_n) \quad (3.41)$$

Se o número de obstáculos for muito grande ( $n \rightarrow \infty$  na Equação (3.39)) pode-se usar o teorema do limite central e concluir-se que a variável aleatória  $r_n$  passa a ter distribuição gaussiana. É possível demonstrar que <sup>5</sup>

$$p(r_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{r_n}} \exp\left[-\frac{1}{2}\left(\frac{r_n - m_{r_n}}{\sigma_{r_n}}\right)^2\right] \quad (3.42)$$

onde  $m_{r_n}$  e  $\sigma_{r_n}$  são a média e o desvio padrão, respectivamente. Esta expressão pode representar também funções com variação logarítmica, com uma conveniente troca de variáveis. Para isto, define-se nova variável aleatória  $z = \exp(r_n)$ , da qual se obtém

$$R = \log z = r_n \log e \quad (3.43)$$

Analogamente, os valores  $m_{r_n}$  e  $\sigma_{r_n}$  corresponderão a novos parâmetros corrigidos segundo o mesmo critério e encontram-se  $z_m = \exp(m_{r_n})$  e  $z_s = \exp(\sigma_{r_n})$ . Com estas considerações, chega-se a

$$m_R \equiv \log z_m = m_{r_n} \log e \quad (3.44)$$

$$\sigma_R \equiv \log z_s = \sigma_{r_n} \log e \quad (3.45)$$

Para obtenção das probabilidades de  $p(R)$  na mesma escala de  $p(r)$  deve-se igualar as áreas entre essas duas curvas de densidade

$$p(R) |dR| = p(r_n) |dr_n| \quad (3.46)$$

Partindo de (3.43), chega-se a

$$|dR| = |dr_n| \log e \quad (3.47)$$

que ao ser substituída em (3.46) e o resultado aplicado em (3.42), tem-se

$$p(R) = \frac{1}{\log e} p(r_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_{r_n} \log e} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{r_n - m_{r_n}}{\sigma_{r_n}} \right)^2 \right] \quad (3.48)$$

Para se chegar à função densidade de probabilidade log-normal, deve-se substituir as Equações (3.42), (3.44), (3.45) na Equação (3.48), obtendo-se a função intermediária

$$p(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_R} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{R - m_R}{\sigma_R} \right)^2 \right] \quad (3.49)$$

onde  $m_R$  e  $\sigma_R^2$  indicam respectivamente o valor médio e a variância de  $R$ . Fazendo  $R = \log r_n$  tem-se

$$p(r_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} r_n \sigma_{r_n}} \exp \left[ -\frac{1}{2} \left( \frac{\log r_n - m_{r_n}}{\sigma_{r_n}} \right)^2 \right] \quad (3.50)$$

A curva da função densidade de probabilidade log-normal está representada na Figura 3.7. Para este levantamento, considerou-se a média e o desvio padrão do

logaritmo da variável aleatória iguais a 0,5. Algumas características da variável  $r_n$  podem ser obtidas pelos procedimentos usuais e os valores encontrados são:<sup>6</sup>

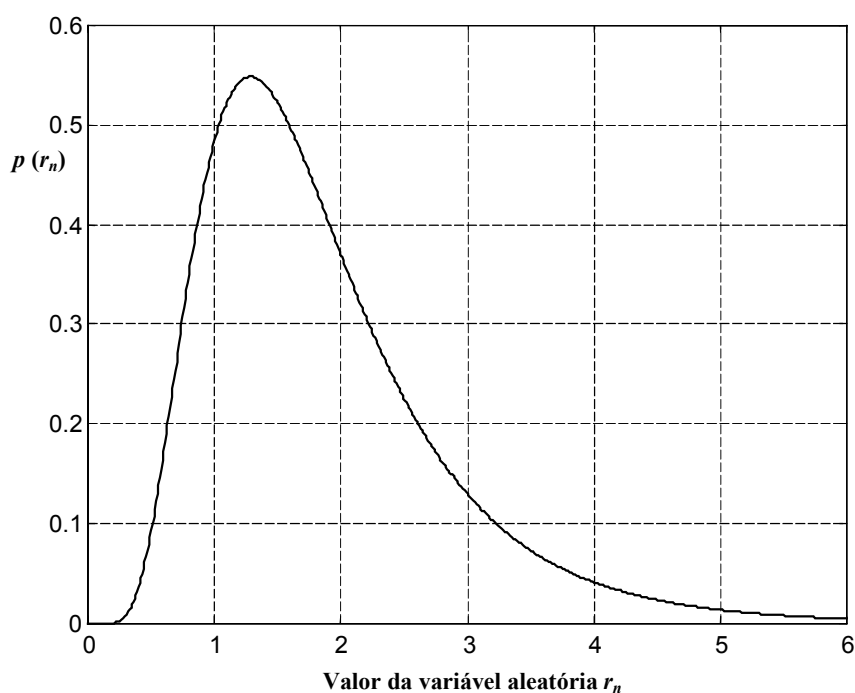
Valor máximo:  $\max\{p(r_n)\} = \exp(m_{r_n} - \sigma_{r_n}^2)$

Valor médio:  $E[r_n] = \exp\left(m_{r_n} + \frac{\sigma_{r_n}^2}{2}\right)$

Valor médio quadrático:  $E[r_n^2] = \exp(m_{r_n} + \sigma_{r_n}^2)$

Valor mediano:  $r_{med_n} = \exp(m_{r_n})$

Desvio padrão:  $\sigma_p = \exp\left(m_{r_n} + \frac{\sigma_{r_n}^2}{2}\right) \sqrt{\exp(\sigma_{r_n}^2) - 1}$



**Figura 3.7.** Função densidade de probabilidade log-normal com média e desvio padrão do logaritmo da variável aleatória iguais à 0,5.

**(e) Distribuição de Suzuki.** Como visto, o desvanecimento caracterizado por grandes variações de amplitude e longa duração obedece à distribuição log-normal e o sinal em que as amplitudes são próximas entre si e com mudanças de curta duração têm o comportamento descrito pela distribuição de Rayleigh. Portanto, existe uma probabilidade que o sinal recebido seja a composição dessas duas distribuições, resultando na conhecida como distribuição de Suzuki.<sup>12</sup> Considerando  $R$  como o valor médio

local do sinal recebido  $r$ , a sua função de densidade de probabilidade é log-normal. A densidade de probabilidade de  $r$ , condicionada à existência do valor médio  $R$ , tem o comportamento de uma variável descrita pelo processo de Rayleigh. Logo, tem-se:

$$p(r|R) = \frac{r}{\sigma_r^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_r^2}\right) \quad (3.51)$$

para a qual o valor médio é

$$E[r|R] = \sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \sigma_r \quad (3.52)$$

Este valor deve ser igualado a  $R$  para ser expresso em decibels e representado em uma escala logarítmica. Então:

$$20 \log(E[r|R]) = 20 \log\left(\sqrt{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \sigma_r\right) = R \quad (3.53)$$

donde é possível determinar o desvio padrão:

$$\sigma_r = \left(\sqrt{\frac{2}{\pi}}\right) 10^{R/20} \quad (3.54)$$

Usando as Equações (3.51) e (3.53) tem-se

$$p(r|R) = \frac{\pi r}{2 \times 10^{R/10}} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4 \times 10^{R/10}}\right) \quad (3.55)$$

A probabilidade incondicional de  $p(r)$  pode ser obtida pela integração de  $p(r|R)$  em todos os valores possíveis de  $R$ . Isto é,

$$p(r) = \int_{-\infty}^{\infty} p(r|R) p(R) dR \quad (3.56)$$

Finalmente usando as Equações (3.55) e (3.56) obtêm-se

$$p(r) = \sqrt{\frac{\pi}{8\sigma_R^2}} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{r}{10^{R/10}} \exp\left(-\frac{\pi r^2}{4 \times 10^{R/10}}\right) \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\left(\frac{R - m_R}{\sigma_R}\right)^2\right)\right] dR \quad (3.57)$$



onde  $m_R$  é o valor médio entre os diversos valores obtidos para  $R$ . Esta equação é conhecida como função densidade de probabilidade de Suzuki. É utilizada para a propagação em meios não-homogêneos quando as características de atraso não são significativas do ponto de vista logarítmico, como ocorre no caso de alterações nas amplitudes decorrentes do espalhamento na troposfera.

**(f) Distribuição de Nakagami- $m$ .** As distribuições de Rayleigh e Rice descrevem flutuações do sinal recebido em canais de radiocomunicação com multipercurso.<sup>13</sup> Outra distribuição muito utilizada para descrever as características estatísticas desses tipos de canais é a distribuição de Nakagami- $m$ ,<sup>6</sup> por possuir melhor ajuste às comunicações móvel terrestre,<sup>12,14</sup> comunicações de telefonia móvel em ambiente confinado<sup>15</sup> bem como em enlaces de rádio ionosféricos. Sua análise descreve o comportamento do sinal recebido a partir da expressão

$$p(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}} \quad (3.58)$$

onde  $\Gamma(m)$  é a função gama calculada da forma<sup>10</sup>

$$\begin{aligned} \Gamma(m) &= \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt & (m > 1) \\ \Gamma(m) &= \frac{\Gamma(m+1)}{m} & (m < 1) \end{aligned} \quad (3.59)$$

e  $\Omega$  é o primeiro momento da variável  $r^2$  e  $m$  é a relação do quadrado do primeiro momento com o segundo momento da variável aleatória menos o primeiro momento, denominado fator de desvanecimento,<sup>2</sup>

$$m = \frac{\Omega^2}{E[(r^2 - \Omega)^2]}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (3.60)$$

Quando  $m = 1$  encontra-se a função densidade de probabilidade de Rayleigh,  $m = 0,5$  tem-se a distribuição gaussiana e pode se aproximar da distribuição log-normal quando  $\sqrt{\Omega/\gamma} \leq r \leq \sqrt{\Omega\gamma}$ , onde  $\gamma$  é a constante de Euler, definida da forma<sup>12</sup>

$$\gamma = \lim_{n \rightarrow \infty} \left( 1 + \frac{1}{2} + \frac{1}{3} + \dots + \frac{1}{n} - \ln(n) \right) = 0,57721\dots \quad (3.61)$$

A distribuição de Nakagami- $m$  é utilizada principalmente para caracterizar desvanecimento rápido da propagação de sinais na faixa de HF (3MHz a 30MHz) em longas distâncias. Esse modelo é mais complexo que os modelos de Rayleigh e Rice, e foi deduzido para a utilização na análise de links de comunicação sem fio. A distribuição de Nakagami descreve o desvanecimento em grupo na presença de multipercurso, logo o sinal em cada grupo possui fase aleatória e atrasos similares.<sup>16</sup>

## REFERÊNCIAS

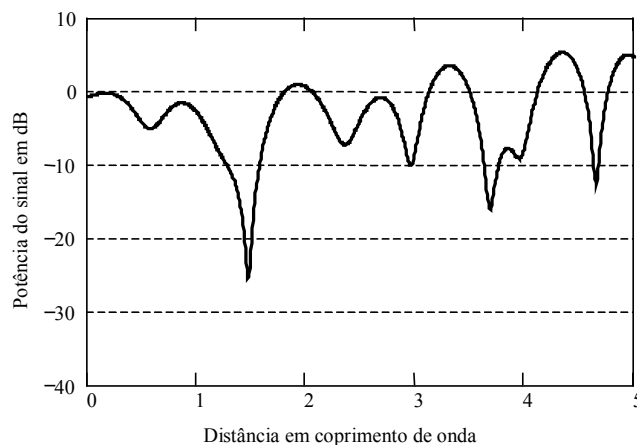
- 
- <sup>1</sup> LIPSCHUTZ, Feymour – *Probabilidade*, 4º Ed.. Trad. De Ruth Ribas Itacarabi. São Paulo, Makon Books, 1994.
  - <sup>2</sup> PROAKIS, John G. – *Digital communications*, McGraw Hill, 4<sup>th</sup>. Ed., New York, 2000.
  - <sup>3</sup> YACOUB, Michel D. – General fading distributions. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, **17**(1):1-13, Jun.,2002.
  - <sup>4</sup> BRAUN, W. R. and DERSCH, U. – A physical mobile radio channel model. *IEEE Transaction Vehicular Technology*, **40**(2): 472-482, May, 1991
  - <sup>5</sup> YACOUB, Michel D. – *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton, CRC Press, 1993.
  - <sup>6</sup> Recommendation ITU-R PN.1057 – *Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling*, 1994.
  - <sup>7</sup> PARSONS. J. D. – *Mobile radio propagation Channel*. 2<sup>nd</sup>. Ed.. Chichester, John Wiley, 2000.
  - <sup>8</sup> RICE, S. O.- Statical properties of a sine wave plus random noise. *Bell System Tech. J.*, **27**(1):109-157, Jan., 1948.
  - <sup>9</sup> STEELE, Raymond – *Introduction to digital cellular radio*. In: STEELE, R. and HANZO, L., Eds. – *Mobile radio communications*. 2<sup>nd</sup>.Ed., Chichester, John Wiley, 1999.
  - <sup>10</sup> ANDREWS, Larry C. – *Special functions of mathematics for engineers*. 2<sup>nd</sup>. Ed.. Bellingham, SPIE Press, 1998.
  - <sup>11</sup> JAKES, W. C –*Microwave communications engineering*, McGraw-Hill, New York, 1982.
  - <sup>12</sup> SUSUKI, H. – A Statistical model for urban radio propagation. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **25**(7), 673-680, Jul. 1977.
  - <sup>13</sup> NAKAGAMI, M. – The m-distribution – A general formula of intensity distributin of rapid fading, in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*. *W. C. Hoffman* Ed. Elmsford, Pergamon, 1960.
  - <sup>14</sup> AULIN T. - Characteristics of a digital mobile radio channel, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **30**(4)45-53, May 1981.
  - <sup>15</sup> SHEIKH A. U., HANDFORTH M., and ABDI M.- Indoor mobile radio channel at 956 MHz: measurements and modeling, , *IEEE Transactions on Vehicular Technology Conference*. (VTC'93) 73-76 May 1993
  - <sup>16</sup> LOYOLA,S. e KOUKI, A – Using two ray multipath model for microwave link budget analysis. *IEEE Antenas and Propagation Magazine*, **43**(5):31-36, Oct,2001

# CAPÍTULO IV

## ESTUDO DO DESVANECIMENTO

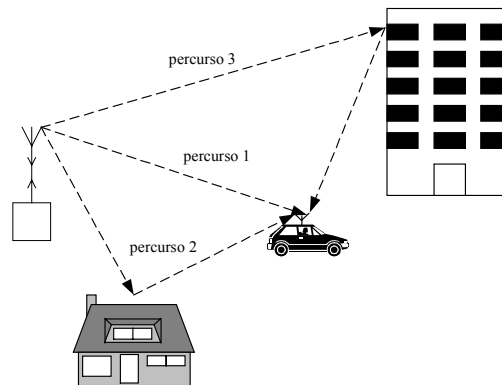
### 4.1. Introdução

O desvanecimento é um fenômeno que descreve flutuações de amplitude do sinal de radiocomunicação em intervalos de tempo que podem ser de longa ou de curta duração. Ocorre o fenômeno em consequência de componentes do sinal que chegam ao receptor por caminhos diferentes e por mudança na sua posição relativa ao transmissor, como é o caso de sistemas de comunicações móveis. As alterações nas amplitudes dessas componentes dependem de valores da atenuação e da fase de cada parcela em relação às demais e da distribuição de intensidade dos sinais, da largura de banda do sinal transmitido, etc.. A Figura 4.1 exemplifica o aspecto do nível de um sinal recebido sob o efeito do desvanecimento. É importante destacar neste ponto, mais uma vez, que não se identifica uma lei determinística para a descrição deste comportamento. Portanto, análises qualitativas e quantitativas do desvanecimento devem seguir critérios estatísticos.



**Figura 4.1.** Aspecto típico de um sinal na entrada de um receptor sob a ação do desvanecimento. Frequentemente, a variação na amplitude do sinal pode comprometer o desempenho do sistema.

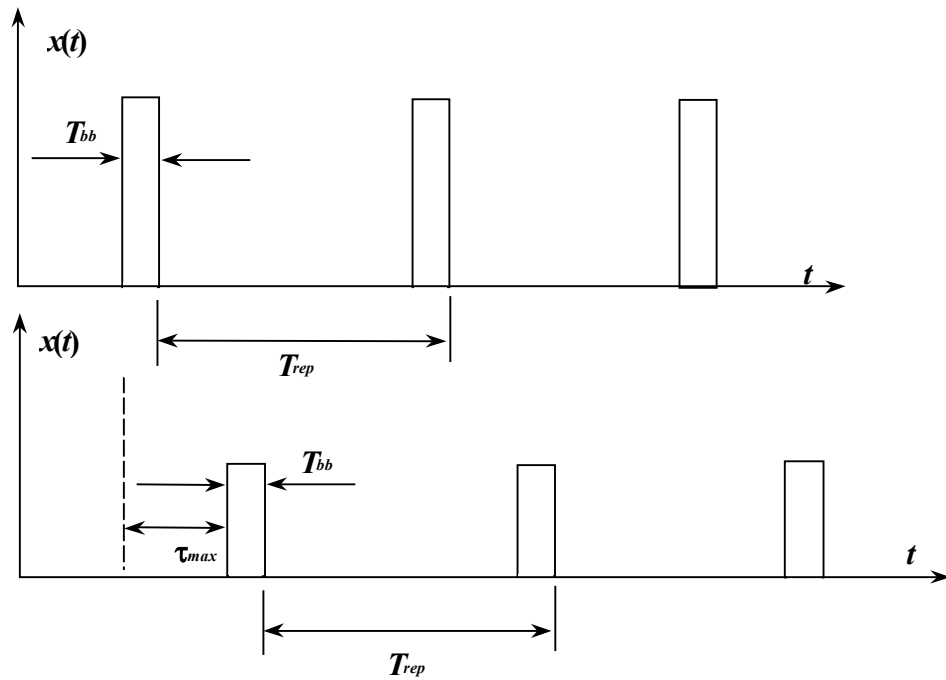
A variação de amplitude no sinal recebido está associada a variação do tempo nas características de multipercurso do sinal no canal. Quando o resultado for um sinal muito pequeno, implica em uma combinação destrutiva. No entanto este pode ser grande, e resultante de uma combinação construtiva. A Figura 4.2 ilustra o fenômeno do multipercurso.



**Figura 4.2.** Propagação por múltiplos percursos. O sinal recebido é composto por sinais oriundos de diferentes percursos e cada um com um atraso e uma atenuação.

#### 4.2. Parâmetros de canais com desvanecimento

O receptor de um sistema de comunicações em um ambiente com múltiplos percursos deve ser capaz de trabalhar com um sinal modificado pelas diversas parcelas que o constituem. Cada componente de campo que chega até ele, por sua própria trajetória, envolve determinado valor de potência e de tempo de propagação.<sup>4</sup> Entre estas componentes existe, pois, uma diferença de instantes de chegada, que será referida como *atraso de potência do canal*. Na Figura 4.3 está representado um trem de pulsos com duração  $T_{bb}$  e um período de repetição  $T_{rep}$  e o atraso entre os multipercursos é de  $\tau_{max}$ .



**Figura 4.3.** O intervalo entre a repetição dos pulsos é maior que atraso entre os pulsos vindos por múltiplas trajetórias.

Supõe-se o período de repetição do pulso superior ao atraso originado pelos vários percursos. Se houver dois sinais distintos, com diferentes larguras de banda no mesmo ambiente com multipercurso, o pulso transmitido será

$$x(t) = \Re\{p(t) \exp(j2\pi f t)\} \quad (4.1)$$

onde  $p(t)$  define o formato do trem de pulsos em banda básica. Idealmente, em sua duração a amplitude de cada pulso é constante. Seria possível considerar com um valor arbitrário  $A$  ou mesmo igual a unidade, uma vez que representará apenas um fator de escala. Contudo, para simplificar as expressões finais, será usada a sugestão de Rappaport,<sup>4</sup> com a amplitude dada por:

$$p(t) = 2 \sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}} \quad \text{para } 0 \leq t \leq T_{bb} \quad (4.2)$$

na qual o fator 2 foi introduzido para efeito de normalização, fato justificado a seguir. Quando um impulso atravessa um canal com função de transferência de um filtro tipo passa-baixas, sua saída inclui uma defasagem na portadora e um atraso nos pulsos de modulação. Considerando, a composição dos sinais vindos dos vários percursos, o resultado será<sup>4</sup>:

$$r(t) = \frac{1}{2} \sum_{i=0}^{N-1} a_i (\exp(-j\theta_i) p(t - \tau_i)) \quad (4.3)$$

O fator 2 de (4.2), simplifica a expressão para

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j\theta_i) \sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}} \text{rect}\left[t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_i\right] \quad (4.4)$$

em que o símbolo  $\text{rect}[\dots]$  indica um pulso retangular com o correspondente atraso.

O campo resultante no instante  $t_0$  será a superposição das diversas componentes, que conduzem a uma potência proporcional ao quadrado do seu módulo. Ou seja, considerando (4.3) a potência será proporcional ao produto da função pelo seu conjugado:

$$u(t) = r(t)r^*(t) = \frac{1}{4} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1} a_i [\exp(-j\theta_i) p(t - \tau_i)] a_j [\exp(j\theta_j) p(t - \tau_j)] \quad (4.5)$$

Para deduzir a expressão final obtida a partir de (4.5), serão admitidos inicialmente os dois primeiros termos da série, com  $i = 0, j = 1$  e  $i = 1, j = 0$ . Com a expansão para estes dois termos, obtém-se:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \frac{1}{4} a_0 [\exp(-j\theta_0) p(t - \tau_0)] a_1 [\exp(j\theta_1) p(t - \tau_1)] + \\ &+ \frac{1}{4} a_1 [\exp(-j\theta_1) p(t - \tau_1)] a_0 [\exp(j\theta_0) p(t - \tau_0)] = \\ &= \frac{1}{4} [2 a_0 a_1 p(t - \tau_1) p(t - \tau_0) 2 \cos(\theta_0 - \theta_1)] \end{aligned} \quad (4.6)$$

Lembrando que os atrasos das componentes  $i$  e  $j$  são maiores do que  $T_{bb}$  e seus valores são muito próximos, nas suas representações pode-se escrever  $i = j = k$  e

$$u_k(t) = a_k^2(t) p^2(t - \tau_k) \quad (4.7)$$

cujo valor médio em  $t = t_0$  será obtido com a integração no intervalo  $\tau_{max}$ . Portanto,

$$\begin{aligned}
|r(t_0)|^2 &= \frac{1}{\tau_{max}} \int_0^{\tau_{max}} u(t) dt = \frac{1}{\tau_{max}} \int_0^{\tau_{max}} \left( \sum_{k=1}^{N-1} u_k(t) \right) dt = \\
&= \frac{1}{\tau_{max}} \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t) \int_0^{\tau_{max}} \left( \sqrt{\frac{\tau_{max}}{T_{bb}}} \operatorname{rect} \left[ t - \frac{T_{bb}}{2} - \tau_k \right] \right)^2 dt
\end{aligned} \tag{4.8}$$

em que a função  $\operatorname{rect}[\dots]$  tem amplitude unitária no intervalo em que seu valor é diferente de zero. Por outro lado, entre o limite  $T_{bb}$  e  $\tau_{max}$  a função é nula, e o resultado da integração acima torna-se

$$|r(t_0)|^2 = \sum_{k=0}^{N-1} a_k^2(t) \tag{4.9}$$

Para o sinal em banda básica  $p(t)$ ,  $T_{bb}$  é bem menor que o atraso entre as componentes do canal e a Equação (4.9) mostra que a potência total recebida é encontrada com a soma das potências individuais de cada componente de multipercurso.<sup>4</sup> O perfil do atraso de potência do canal pode ser representado por um gráfico da potência recebida em termos dos valores de atraso em relação a uma referência especificada. Para comparar canais com diferentes multipercursos, deve-se analisar o perfil do atraso de potência e os parâmetros obtidos a partir dele tais como *atraso médio*, *valor efetivo do espalhamento temporal* (ou valor médio quadrático) e *valor individual do espalhamento temporal*.<sup>1</sup> Os atrasos são medidos em relação ao primeiro sinal detectável recebido e correspondente ao termo  $k = 0$ , isto é,  $\tau_0 = 0$ . Canais com multipercurso de faixa larga têm estes valores determinados, respectivamente, por<sup>4</sup>

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2} \tag{4.10}$$

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k^2}{\sum_k a_k^2} \tag{4.11}$$

Esses valores representam as médias ponderadas em relação aos atrasos. A Equação (4.10) é a média aritmética e a (4.11) a média quadrática. Essas equações podem ser representadas considerando a potência correspondente como peso da forma:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (4.12)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (4.13)$$

A relação entre o atraso médio  $\bar{\tau}$  e o valor efetivo do espalhamento temporal  $\overline{\tau^2}$  representa o desvio padrão que é conhecido como valor individual do espalhamento temporal

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2} \quad (4.14)$$

Esses valores foram encontrados a partir de um único perfil de atraso de potência, obtido por medições sistemáticas do comportamento do canal. A confiabilidade dos valores pressupõe muitas medidas efetuadas, para se determinar estatisticamente os valores mais importantes em um processo estocástico, tais como os descritos no capítulo anterior. Na prática, os valores dos parâmetros dependem do limiar de ruído escolhido que permita distinguir entre as componentes do sinal de multipercurso e o maior ruído recebido pelo sistema.

Outra característica importante é a *largura de faixa de coerência*,  $B_c$ , uma relação obtida a partir do valor efetivo do espalhamento temporal. Trata-se de uma informação diferente do espalhamento temporal, que é um fenômeno causado por espalhamento e reflexões durante a propagação. A largura de faixa de coerência é um parâmetro criado artificialmente com a finalidade de relacionar o espalhamento natural com suas conseqüências sobre o sinal captado.<sup>2</sup> A largura de faixa de coerência representa a máxima separação entre frequências nas quais não se tem perda significativa de informação. Costuma-se definir este parâmetro a partir do cálculo de cor-



relação<sup>5</sup> entre dois sinais na faixa de freqüências de interesse. Quando as componentes de freqüência dentro dessa faixa garantirem uma forte correlação<sup>5</sup> entre suas amplitudes, ambas estarão dentro da largura de faixa de coerência. Para determinar a largura de faixa de coerência deve-se, pois, encontrar a correlação entre um valor que represente o sinal resultante, com sua variação de amplitude e fase, e os dois sinais que chegam ao receptor em instantes distintos.<sup>4</sup>

O valor de coerência é uma medida estatística da faixa de freqüência na qual o canal pode ser considerado plano. Nessa faixa, a resposta em freqüência do canal possui o mesmo módulo da função de transferência e um argumento que varie linearmente com a freqüência. Duas freqüências separadas por um valor maior que  $B_c$  são afetadas de forma diferente pelo desvanecimento. Quando o espectro do sinal transmitido for maior que a banda de coerência do canal, a recepção fica seriamente distorcida e o canal é dito seletivo em freqüência. Se o espectro do sinal transmitido for menor que a banda de coerência, o sinal não é fortemente distorcido, com efeitos mais significativos apenas sobre sua amplitude. Neste caso, diz-se que o canal é plano.<sup>4</sup> Como a largura de faixa de coerência é definida como a banda na qual a função de correlação entre os sinais de freqüência diferentes é grande, seu valor está associado ao ambiente no qual ocorre o desvanecimento e, conseqüentemente, ao valor do atraso entre os sinais. Não existe uma relação exata entre a largura de faixa de coerência e o espalhamento temporal. Adotam-se expressões empíricas que permitem fazer uma estimativa do valor. Em geral, estas expressões levam em conta o desvio padrão do atraso dado em (4.12). Para correlação entre os sinais superior a 0,90 e com o atraso especificado em microssegundos pode-se estimar que<sup>4</sup>:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \sigma_\tau} \quad (4.13)$$

e quando for aceitável uma correlação superior a 0,50, adota-se

$$B_c \approx \frac{1}{5 \sigma_\tau} \quad (4.14)$$

### 4.3. Conceitos importantes para a análise qualitativa e quantitativa do desvanecimento

(a) **Generalidades.** É possível analisar a flutuação no sinal recebido considerando apenas a portadora em um sistema de radiocomunicação. No domínio da frequência, sua representação espectral seria de uma única componente com amplitude determinada. Um sinal real envolve processos de modulação, levando à onda composta por grupo de frequências que determina uma largura de faixa de transmissão. Em geral, as frequências são próximas entre si, uma vez que a largura de faixa quase sempre é muito menor do que a frequência da portadora. As componentes de um sinal que dão origem ao desvanecimento possuem fases distintas e somam-se fasorialmente, resultando em interferências destrutivas ou construtivas, que dependem das características do sinal transmitido, tais como a sua formação, sua composição espectral e as perdas ao longo das trajetórias. É função também das propriedades do canal e de diversos mecanismos de espalhamento, tais como o originado pelo efeito Doppler-Fizeau<sup>3</sup> e outros processos de dispersão. Conforme o comportamento do sinal na entrada do receptor, identificam-se os desvanecimentos seletivo e não-seletivo ou plano, o desvanecimento lento e o desvanecimento rápido.<sup>4</sup> As principais propriedades dos vários tipos serão resumidas a seguir.

(b) **Desvanecimento plano.** Numa situação limite, o desvanecimento plano ocorreria quando o canal de rádio possuísse função de transferência de módulo constante e variação de fase linear com a frequência. Evidentemente, na prática, não encontram-se meios com comportamento exatamente como este, mas alguns permitem a modelagem de forma a se aproximar desta situação. Nos canais reais com desvanecimento plano, a frequência do sinal é muito maior que a frequência de recorrência correspondente às várias trajetórias. A configuração de um canal com multipercurso preserva a característica espectral do sinal, mas a intensidade recebida varia de acordo com a flutuação no módulo e no argumento da função de transferência. Para exemplificar o desvanecimento plano, é conveniente admitir o canal com uma frequência de corte superior à da portadora a ser analisada. Por outro lado, é de interesse considerar modulação com pulsos de curta duração, de modo a envolver grande largura espectral no domínio da frequência. Como os sistemas de telefonia móvel celular

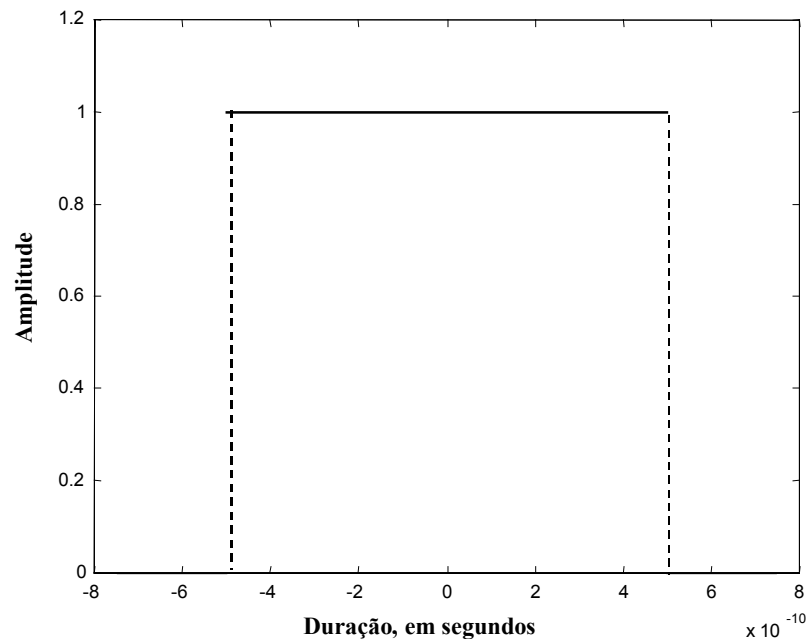
inclui sinais em torno de 860MHz<sup>12</sup>, considerou-se um pulso  $f(t)$  de duração  $\tau = 1 \times 10^{-9}$ s, como nas Figuras 4.4 e 4.5. A representação matemática do pulso de modulação  $A$  é

$$f(t) = \begin{cases} A & -\tau/2 < t < \tau/2 \\ 0 & \text{caso contrário} \end{cases} \quad (4.15)$$

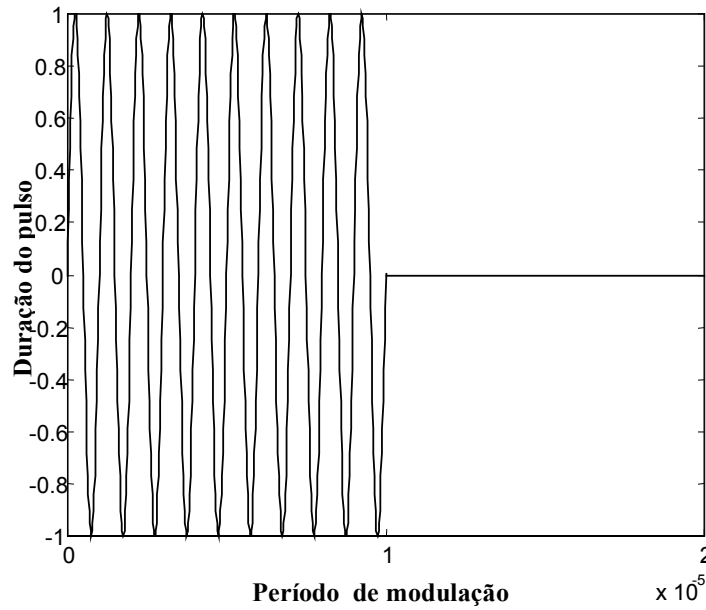
onde  $A$  é a amplitude do sinal, a transformada de Fourier da função  $f(t)$  para se obter a representação no domínio da frequência fica

$$F(\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} A e^{-j\omega t} dt = \left( \frac{\tau A}{2\pi} \right) \frac{\text{sen}(\omega\tau/2)}{(\omega\tau/2)} \quad (4.16)$$

onde  $\omega$  representa a frequência angular. Por se tratar de função não-periódica, obtém-se um espectro contínuo neste domínio, como mostra a Figura 4.6. Para a geração dessas figuras foi utilizado o MatLab<sup>®</sup> e o programa encontra-se no Apêndice A2.



**Figura 4.4.** Pulso de modulação com duração de 1ns e amplitude unitária.



**Figura 4.5.** Sinal modulado pelo pulso, descrito no domínio do tempo.

Os primeiros nulos no domínio da frequência ocorrem para  $\omega_2\tau/2 = \pi$  e  $\omega_1\tau/2 = -\pi$ , pode-se escrever que

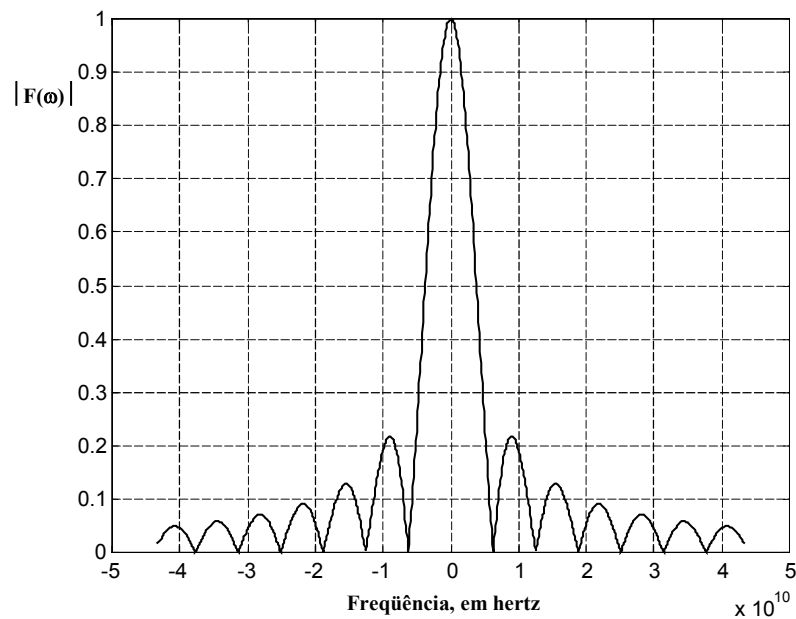
$$(\omega_2 - \omega_1)\frac{\tau}{2} = 2\pi \quad (4.17)$$

Utilizando a frequência cíclica do sinal expressa em hertz, encontra-se

$$2\pi(f_2 - f_1)\frac{\tau}{2} = 2\pi \quad (4.18)$$

$$f_2 - f_1 = \frac{2}{\tau}$$

A partir da Equação (4.18) pode-se notar que quanto menor for  $\tau$  maior deve ser a largura de faixa necessária para a recuperação da mensagem. A maior parte da energia transmitida, mais de 80%, está concentrada na faixa de frequências entre  $0 \leq |\omega| \leq |2\pi/\tau|$ . O restante está distribuído nos lobos adjacentes. Por exemplo, no segundo maior lobo está concentrado 9,9% da energia, já nos lobos de terceira, quarta e quinta ordens concentram-se 3,3%, 1,66% e 1% da energia transmitida. Conclui-se que a distribuição de energia se dá de forma concentrada principalmente no primeiro lobo, referido como principal.



**Figura 4.6.** Transformada de Fourier do pulso transmitido. Devido sua não-periodicidade, obtém-se um espectro contínuo no domínio da frequência.

Considerando um canal com a função de transferência  $H(\omega)$  de primeira ordem, da forma:

$$H(\omega) = \frac{1}{1 + j\omega T} \quad (4.19)$$

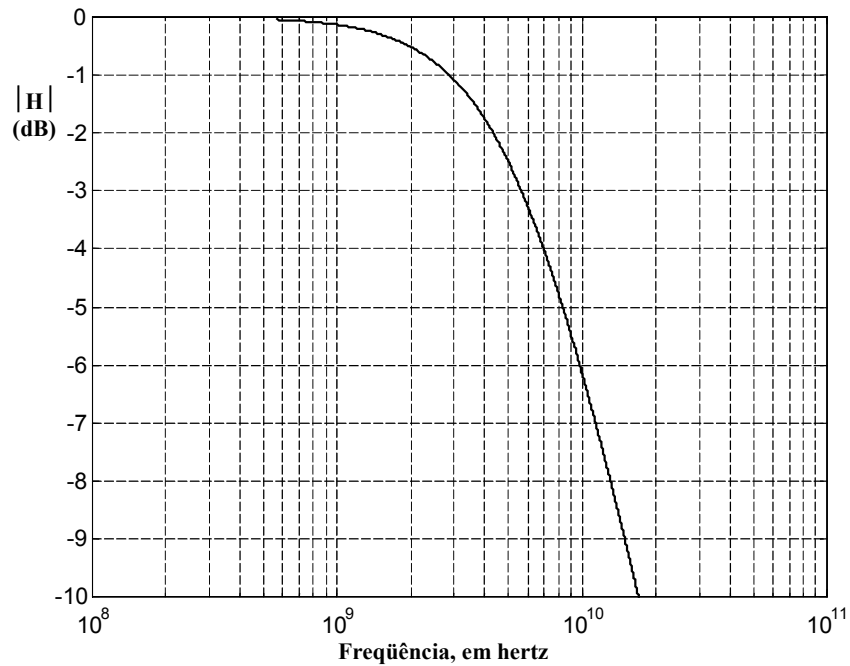
o valor

$$\omega_c = \frac{1}{T} = 2\pi f_c \quad (4.20)$$

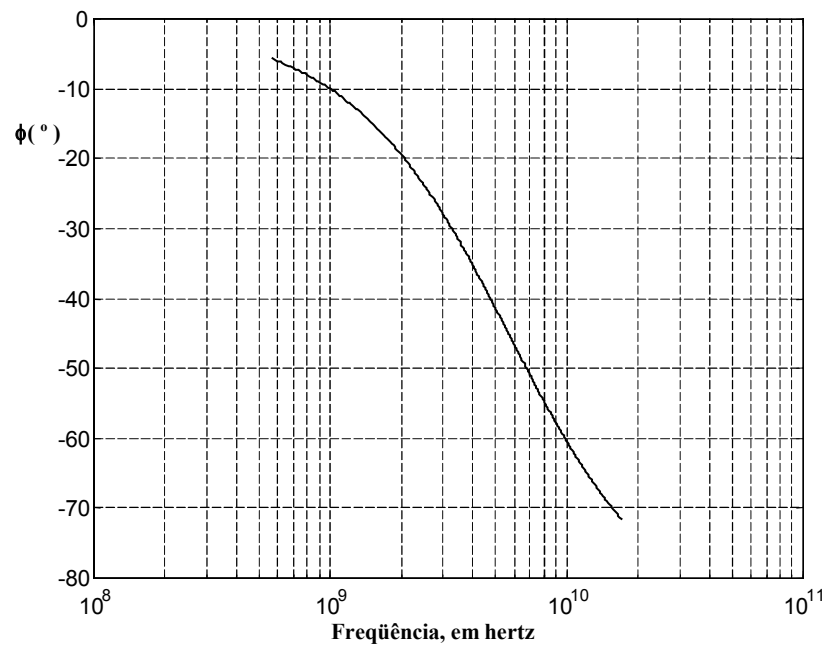
define uma frequência angular de corte para o canal, na qual o módulo da função de transferência cai de 3dB em relação ao valor encontrado em frequência muito baixa. Os comportamentos do módulo e do argumento desta função com a frequência ficam representados como na Figura 4.7 e 4.8, onde admitiu frequência de corte de 900MHz.

Observar que a transformação do sinal no domínio do tempo para o domínio da frequência implica em um conjunto infinito de componentes com distribuição de amplitudes que depende do formato original. O canal de propagação deveria, teoricamente, permitir a transferência de todas essas componentes com a mesma relação de amplitude e fase para garantir em sua saída a recuperação de seu formato original, para que isso ocorra o espectro do sinal transmitido deve ser menor que a largura de faixa de coerência, como mencionado anteriormente. Como a resposta do canal de-

pende do conjunto de fatores já discutidos, é aceitável alguma alteração no formato original, dentro de limites que garantam uma taxa de erro de bits inferior ao limite máximo especificado. Para tanto, é necessário que as componentes de maior relevância estejam dentro da largura de faixa do canal determinada por sua frequência de corte.



**Figura 4.7.** Função de transferência de primeira ordem para o canal. Módulo da resposta expresso em decibels.



**Figura 4.8.** Argumento da função de transferência descrita em (4.19), para valores de frequência em torno do valor de corte.

De acordo com as exigências para não haver distorção, a função de transferência ideal de um canal deveria ter módulo constante e argumento que variasse linearmente com a frequência. Portanto, dentro da faixa delimitada por sua frequência de corte,  $H_0(\omega)$  seria descrita pela resposta de um filtro passa-baixas ideal, da forma<sup>5</sup>

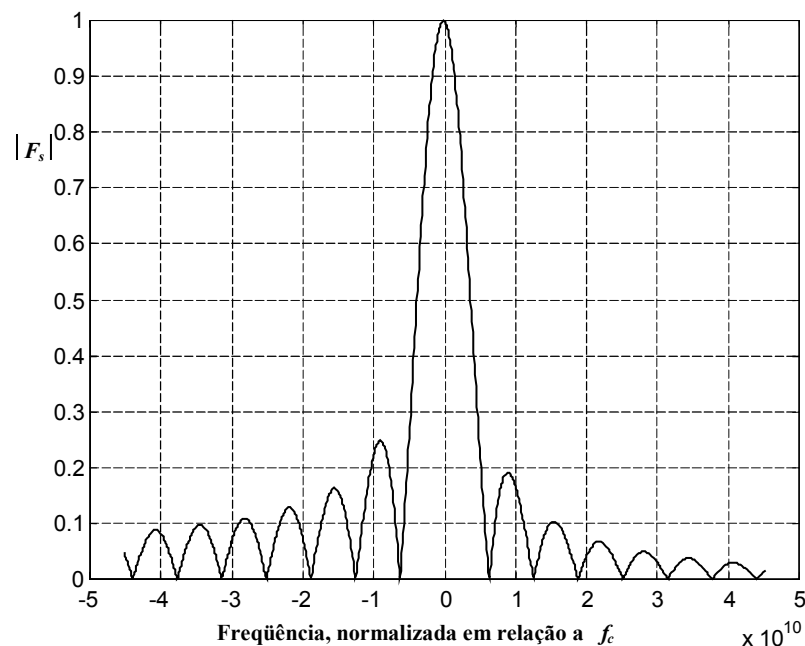
$$H_0(\omega) = \begin{cases} a e^{-j\omega t_0} & \text{para } |\omega| < \omega_c \\ 0 & \text{para } |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (4.21)$$

sendo  $a$  um valor independente da frequência e  $\omega_c$  a frequência angular de corte do filtro. Neste limite, a informação pode ser recuperada integralmente.

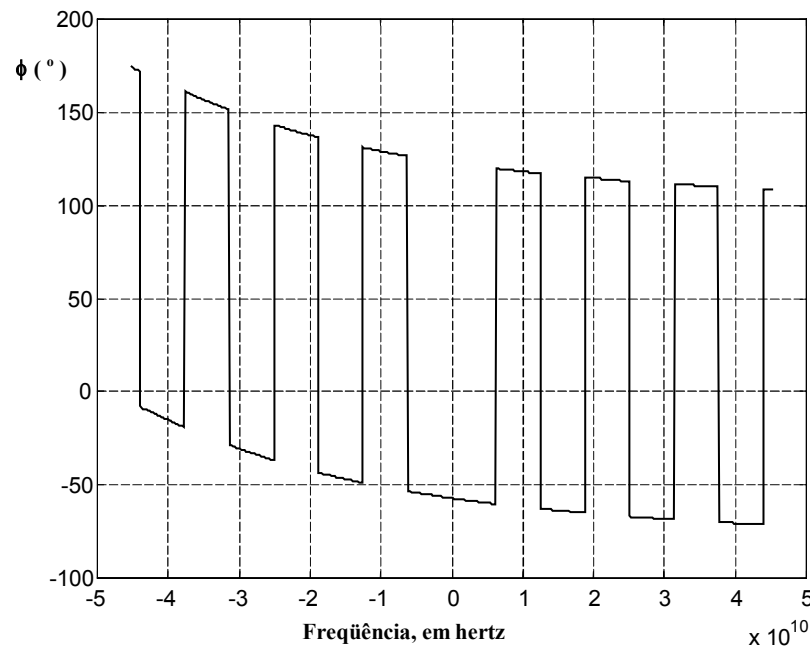
O sinal na saída do canal de propagação, expresso no domínio da frequência, pode ser encontrado multiplicando a transformada do sinal pela função de transferência do canal, da forma:

$$F_s(\omega) = F(\omega)H(\omega) = \left(\frac{\tau A}{2\pi}\right) \frac{\text{sen}(\omega\tau/2)}{(\omega\tau/2)(1 + j\omega T)} \quad (4.22)$$

e sua transformada inversa corresponde ao formato do pulso na recepção. Como ilustração, nas figuras a seguir apresentam-se o módulo e o argumento da equação anterior, supondo pulso com duração de 1ns e canal com frequência de corte de 900MHz. Os valores podem ser modificados para mostrar os efeitos sobre a recuperação do pulso transmitido.



**Figura 4.9.** Módulo da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de 1ns e desvanecimento plano.



**Figura 4.10.** Argumento da resposta do canal no domínio da freqüência, supondo a transmissão de um pulso com duração de 1ns e desvanecimento plano.

Nota-se que existe uma diferença entre o módulo da transformada do pulso de entrada e o da resposta do canal. No módulo da transformada do pulso o sinal era simétrico e com amplitude constante, já no caso da resposta do canal percebe-se a falta de simetria e a diferença entre as amplitudes. Isso era de se esperar, pois na recuperação do pulso não será possível a fidelidade com o enviado, devido ao canal utilizado que o deformou.

Com a transformada inversa de Fourier da resposta no domínio da freqüência obtêm-se o sinal recuperado no domínio do tempo.<sup>5</sup> Efetuando-se a integração

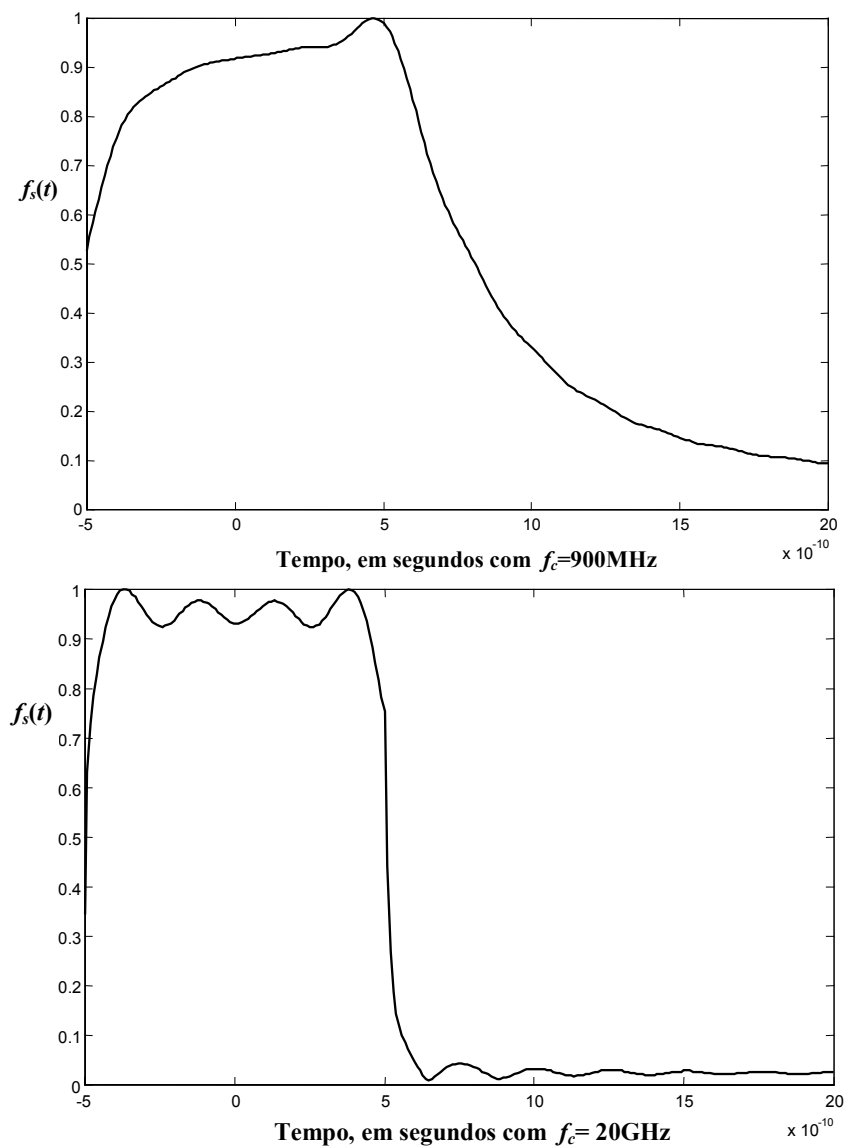
$$f_s(t) = \left( \frac{\tau A}{2\pi} \right) \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\text{sen}(\omega\tau/2) e^{j\omega t}}{(\omega\tau/2)(1 + j\omega T)} d\omega \quad (4.23)$$

obtêm-se a função da Figura 4.11, para o sinal obtido na entrada do receptor. O pulso transmitido está apresentado na Figura 4.4. As respostas dadas supõem o corte em 900MHz e uma situação extrema para 20GHz. Evidentemente, com maior freqüência de corte o canal torna-se mais plano e a recuperação do formato do pulso é quase total, o que implica em menor taxa de erro de bits.

Por comparação, pode-se perceber que nos canais com desvanecimento plano, a amplitude e a fase das diversas componentes não sofrem alterações bruscas. Ou

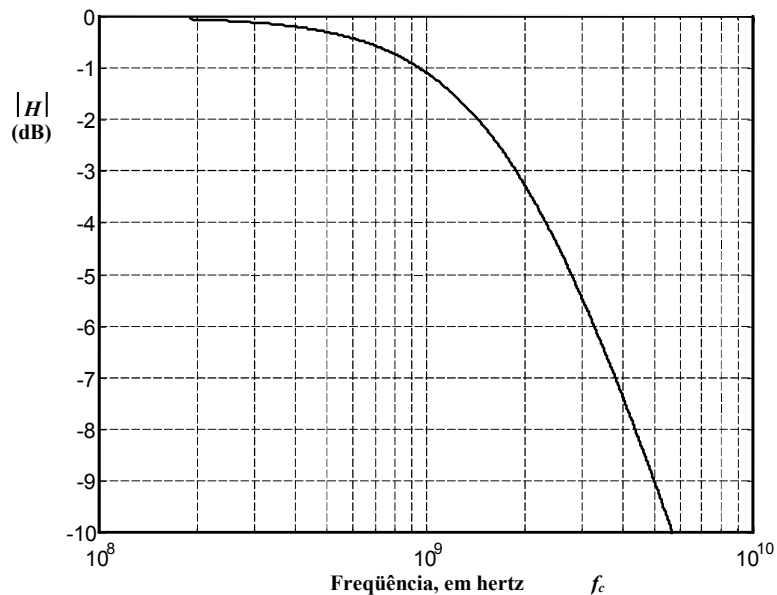


seja, ao se analisar os comportamentos de duas frequências muito próximas, os resultados são praticamente iguais. A idéia pode ser estendida para uma composição qualquer de sinais, desde que a largura de faixa exigida pela mensagem seja pequena comparada com a frequência da portadora. Conclui-se, portanto, que haverá desvanecimento plano quando o sinal composto possuir componentes cuja diferença máxima de frequência for menor ou igual à largura de faixa de coerência, já definida em outra oportunidade.

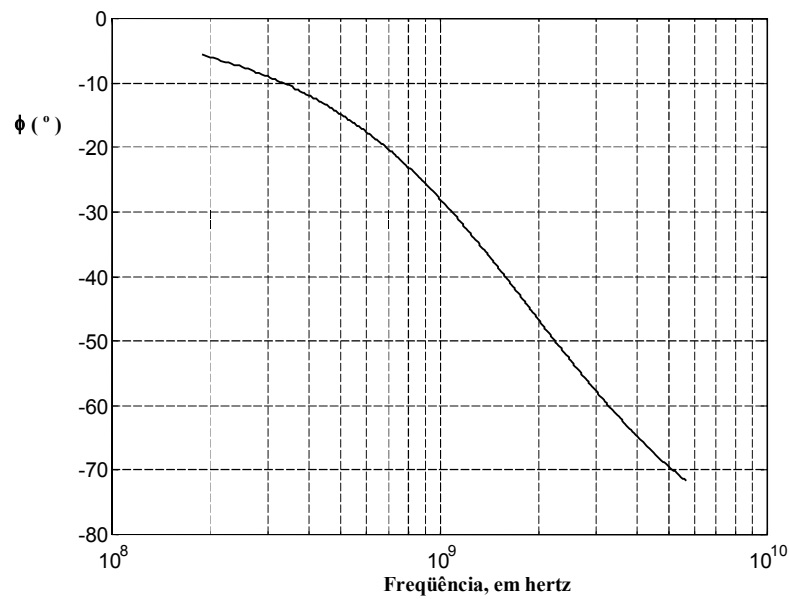


**Figura 4.11.** Resposta no domínio do tempo para um pulso transmitido em canal com desvanecimento plano. Percebe-se que a resposta recebida está distorcida em relação ao pulso enviado, com uma evidência maior para canais com menor frequência de corte.

**(b) Desvanecimento seletivo.** O desvanecimento seletivo acontece quando o canal de transmissão possui uma resposta em frequência com módulo constante e variação linear de fase em uma faixa menor que a largura de faixa de coerência. As componentes do sinal são afetadas de maneira diferente durante a transmissão. O sinal recebido inclui múltiplas versões das componentes da forma de onda transmitida, atenuadas e atrasadas no tempo, resultando em uma acentuada distorção ao se comparar com o sinal original. Canais com desvanecimento seletivo são mais difíceis para se estabelecer os modelos matemáticos adequados do que os canais com desvanecimento plano. Neste caso, o canal é interpretado como um filtro linear de faixa estreita e cada um dos percursos deve ser modelado separadamente. Exemplificando este tipo de desvanecimento, considerou-se o mesmo pulso usado para o desvanecimento plano onde a sua duração foi de  $\tau = 1 \times 10^{-9}$ s e o canal com uma frequência de corte igual a 300MHz, menor, portanto, que a frequência da portadora de 860MHz. Nesse caso, a resposta da função de transferência apesar de descrita pela mesma equação, introduz maiores influências na amplitude e na fase nas componentes de frequências mais elevadas, como mostram as Figuras 4.12 e 4.13.

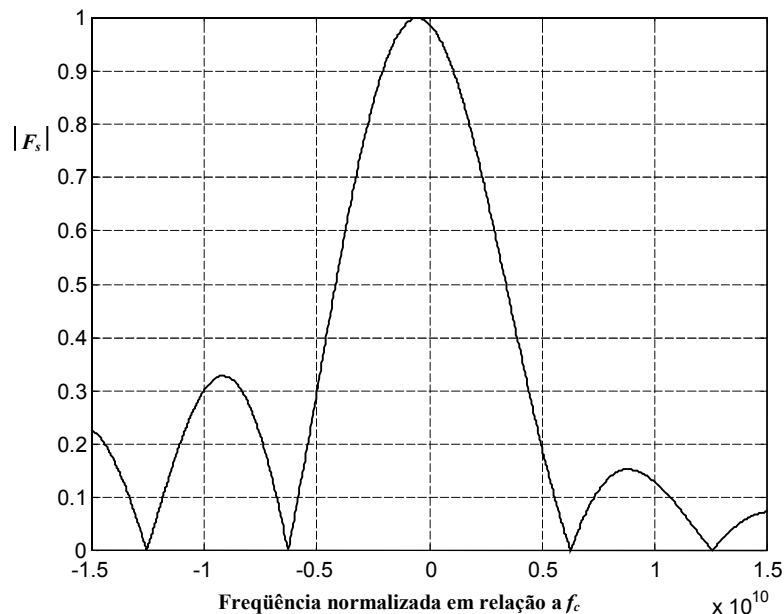


**Figura 4.12.** Módulo da função de transferência proposta para um canal com desvanecimento seletivo e frequência de corte em 300MHz, inferior à frequência da portadora.

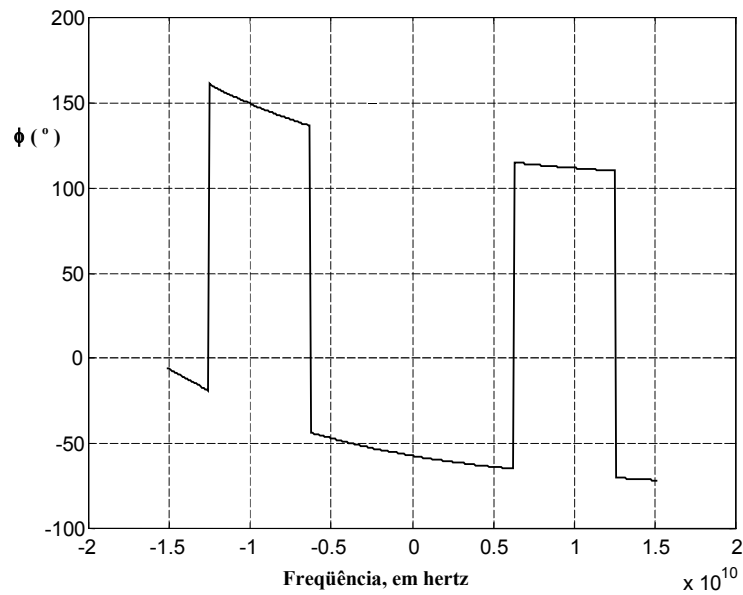


**Figura 4.13.** Argumento da função de transferência proposta para um canal com desvanecimento seletivo e frequência de corte em 300MHz, inferior à frequência da portadora.

Logo, o módulo da resposta em frequência será na forma da Figura 4.14 e o argumento comporta-se como na Figura 4.15. Comparando-se as Figuras 4.14 com a 4.6 nota-se que a diferença de amplitude é mais acentuada nas componentes de maiores frequências. A Figura 4.16 representa a resposta no domínio do tempo e ao ser comparada com a Figura 4.11, que representa a resposta do desvanecimento plano, percebe-se que houve maior distorção do pulso enviado.

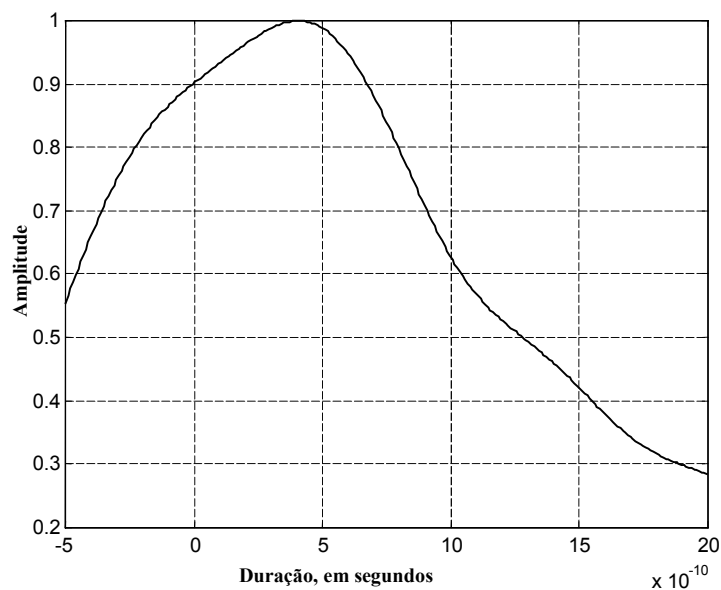


**Figura 4.14.** Módulo da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de 1ns e desvanecimento seletivo.



**Figura 4.15.** Argumento da resposta do canal no domínio da frequência, supondo a transmissão de um pulso com duração de 1ns e desvanecimento seletivo.

O resultado no domínio do tempo mostra que quando existir grande separação em termos de frequência entre as componentes do sinal, seus comportamentos podem ser substancialmente diferentes, por causa dos diversos atrasos de fase ao longo das trajetórias, em função dos vários tempos de propagação. A consequência é que as parcelas que constituem o sinal recebido não guardam entre si as mesmas relações de fase e de amplitude que possuíam no momento de transmissão. Ao se comparar o sinal enviado (Figura 4.4) com o recebido (Figura 4.16), verifica-se uma distorção acentuada na forma de onda a ser processada no receptor.



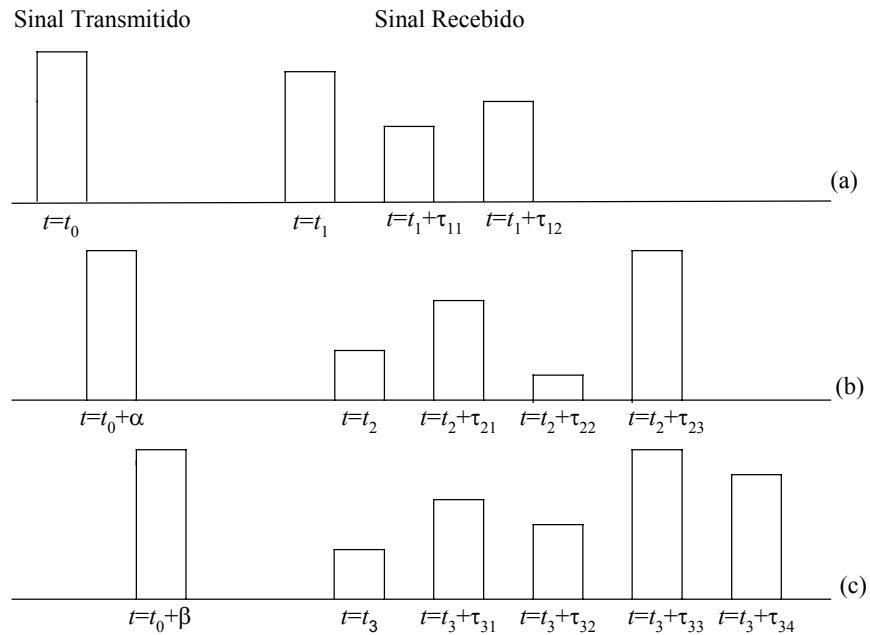
**Figura 4.16.** Resposta no domínio do tempo para um pulso transmitido em canal com desvanecimento seletivo. Percebe-se que a resposta recebida está fortemente distorcida em relação ao pulso enviado.

(c) **Desvanecimento lento.** O *desvanecimento lento*, também conhecido por *desvanecimento por atenuação*,<sup>6</sup> ocorre principalmente quando o nível do sinal recebido permanece abaixo do limar especificado em intervalos de tempo que pode ir de vários segundos até vários dias. O fenômeno é causado por sombreamento do sinal transmitido, devido a grandes obstruções como construções civis e relevos localizados entre o transmissor e o receptor. Outras causas comuns são a absorção atmosférica e mudança na trajetória de propagação.

(d) **Desvanecimento rápido.** O *desvanecimento rápido*, também chamado de *desvanecimento de Rayleigh*,<sup>7</sup> caracteriza variações bruscas no nível de sinal, devido a captação de diversos sinais com fases aleatórias. Como é resultado da superposição de várias parcelas, a flutuação resultante é conhecida também como *desvanecimento por interferência* e *desvanecimento por multipercurso*.<sup>7</sup> As flutuações do sinal neste caso são de curta duração, desde alguns microssegundos até alguns segundos. Em um sistema de comunicações digitais, o desvanecimento rápido ocorre quando a resposta do canal mudar durante o intervalo de símbolo.

#### 4.4. Características de canal com desvanecimento de multipercurso

Mesmo na atualidade, sistemas de radiocomunicação podem ser analógicos ou digitais dependendo do esquema de modulação utilizado para o transporte da mensagem.<sup>8</sup> Nesse estudo, será considerada a tecnologia digital devido aos grandes avanços que a tornaram mais difundida. Ao se transmitir um pulso de pequena duração e amplitude limitada, o sinal recebido em um canal com multipercurso será um trem de pulsos com uma diferença de amplitude, de tempo e de formato, dependendo da resposta do canal, como mostra a Figura 4.17. Este comportamento é uma característica importante em um sistema de comunicações que inclua os efeitos do desvanecimento. A diferença nos instantes de chegada pode ser causada também pela variação na estrutura do meio com o tempo, que modifica o multipercurso natural.<sup>9</sup>



**Figura 4.17.** Resposta de um canal com multipercurso à excitação de um pulso enviado pelo transmissor, mostrando como o trem de pulsos chega à entrada do receptor. Na parte (a) é enviado o primeiro pulso e este é recebido com componentes de multipercurso. O segundo pulso enviado (b) é atrasado  $\alpha$  segundos do primeiro pulso e a resposta é um trem de pulsos distinto do recebido em (a), no caso de (c) os multipercursos também são diferentes. Nota-se que existe uma variação na quantidade e na amplitude dos pulsos recebidos de forma aleatória.

Essas variações no tempo são inadequadas para o uso do canal. Deve-se considerar também que as características de variação temporal em um canal com multipercurso obedecem a um processo estatístico. Supondo uma portadora com variação lenta na amplitude, pode-se representar sinal transmitido  $s(t)$  no canal da forma:

$$s(t) = \Re e \left[ f(t) e^{j\omega_c t} \right] \quad (4.23)$$

onde  $f(t)$  descreve o formato do sinal de modulação. No caso de pulsos retangulares, seu aspecto pode ser o descrito em (4.15). Como existem inúmeros percursos de propagação, a cada um deles está associado um atraso e um fator de atenuação. Tanto o atraso como o fator de atenuação variam com o tempo, devido as mudanças nas características do meio. Logo, o sinal recebido dentro da faixa de passagem do enlace será a superposição das diversas componentes. Em (4.22) mostrou-se o sinal obtido na transmissão por um canal com resposta em frequência conhecida. Nesta análise, a resposta a ser considerada envolve superposição de vários sinais. Assim, para evitar confusão entre as duas respostas, na presente situação, a excitação do receptor será designada com  $x(t)$ . Portanto,

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s[t - \tau_n(t)] \quad (4.24)$$

sendo  $\alpha_n(t)$  e  $\tau_n(t)$  um fator que determina a amplitude do sinal recebido e o atraso de propagação do  $n$ -ésimo percurso, respectivamente. Observar que nesta primeira abordagem  $\alpha_n(t)$  e  $\tau_n(t)$  assumem valores discretos. Substituindo  $s(t)$  na Equação (4.23), encontra-se o sinal recebido resultante das diversas componentes de percurso:

$$x(t) = \Re e \left\{ \left( \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\omega_c \tau_n(t)} f[t - \tau_n(t)] \right) e^{j\omega_c t} \right\} \quad (4.25)$$

Denominando  $r_l(t)$  o somatório presente em (4.25), tem-se

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\omega_c \tau_n(t)} f[t - \tau_n(t)] \quad (4.26)$$

e interpreta-se  $r_l(t)$  como a resposta  $f(t)$  de um canal passa-baixas equivalente. Sabe-se que a transformada de Fourier do impulso unitário é igual à unidade. Portanto, no domínio da frequência a resposta a uma excitação impulsiva coincide com a função de transferência do canal.<sup>5</sup> Logo, é conveniente conhecer a resposta no domínio do tempo para a modulação em forma de impulso. O resultado é

$$c(\tau; t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\omega_c \tau_n(t)} \delta(\tau - \tau_n(t)) \quad (4.27)$$

onde  $\delta(\tau - \tau_n(t))$  é o impulso deslocado no tempo. A Equação (4.27) descreve canais com componentes de multipercursos discretos. Considerando um transmissor com a frequência da portadora  $f_c$  não modulada. Então  $f(t) = 1$  para todo  $t$ , logo, o sinal recebido para o caso discreto, supondo a transmissão em um canal passa-baixas equivalente, fica

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\omega_c \tau_n(t)} = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j\theta_n(t)} \quad (4.28)$$

admitindo  $\alpha_n$  e  $\theta_n(t)$  a amplitude e a fase o sinal recebido, respectivamente. O expoente dos vetores variantes no tempo é representado por

$$\theta_n = 2\pi f_c \tau_n(t) \quad (4.29)$$

Quando houver grande mudança no meio, o sinal recebido sofre fortes variações na amplitude devido ao fator  $\alpha_n$ . Como a frequência da portadora é muito alta, seu período  $1/f_c$  é um número muito pequeno. Então, mesmo que ocorram pequenas alterações no meio,  $\theta_n(t)$  modifica-se de valores próximos de  $2\pi$  rad. Espera-se que o atraso  $\tau_n$  esteja associado a sinais de diferentes percursos e altera-se segundo diferentes taxas de variação e de maneira aleatória.

Qualquer irradiador emite sinais de forma contínua no espaço. Portanto, é razoável supor que seja teoricamente possível ter-se uma quantidade infinita de percursos entre o transmissor e o receptor. Em comunicações próximas da superfície da Terra, existem incontáveis pontos nos quais podem ocorrer reflexões que atinjam a antena receptora. Outras formas, como a transmissão via troposfera, incluem mecanismos de espalhamento múltiplos da onda propagante e, novamente, pode-se supor uma distribuição de inúmeros percursos até a antena receptora.<sup>10</sup> É mais apropriado admitir a recepção constituída de uma distribuição contínua de percursos. Nesse caso, o sinal recebido  $x(t)$  da Equação (4.24) pode ser escrito na forma de uma integral

$$x(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) s(t - \tau) d\tau \quad (4.30)$$

onde  $\alpha(\tau; t)$  é a atenuação da componente do sinal com atraso  $\tau$  no instante de tempo  $t$ . Nesta abordagem,  $\alpha$  e  $\tau$  passam a ter distribuição contínua. Substituindo  $s(t)$  da Equações (4.23) em (4.30) encontra-se

$$x(t) = \Re e \left\{ \left[ \int_{-\infty}^{\infty} \alpha(\tau; t) e^{-j\omega_c t} f(t - \tau) d\tau \right] e^{j\omega_c t} \right\} \quad (4.31)$$

A integral da Equação (4.27) representa a convolução no tempo do sinal  $f(t)$  com a atenuação variável no tempo.<sup>9</sup> A resposta do canal passa-baixas no instante  $t$  devido ao impulso aplicado no instante  $t - \tau$  para a situação de distribuição contínua de percursos torna-se



$$c(\tau; t) = \alpha(\tau; t)e^{-j\omega_c t} \quad (4.32)$$

mais apropriada para definir resposta ao impulso em canais com multipercurso contínuo. O sinal recebido  $r_l(t)$  da Equação (4.31) torna-se modulado por um processo aleatório. Quando houver grande número de percursos, aplica-se o teorema do limite central, isto é,  $r_l(t)$  pode ser considerado modulado por um processo aleatório gaussiano de variável complexa. Significa que a resposta impulsiva variante no tempo  $c(\tau; t)$  é um processo aleatório gaussiano de variável complexa dependente de  $t$ .<sup>7</sup>

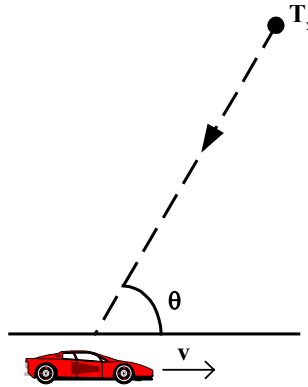
#### 4.5. Efeito Doppler-Fizeau

O efeito Doppler-Fizeau é um fenômeno que acontece em uma onda propagante e corresponde a uma alteração na frequência do sinal quando o receptor estiver em movimento em relação à fonte. A frequência do sinal recebido sofre um desvio que depende da velocidade de deslocamento da fonte ou do receptor. O efeito Doppler-Fizeau depende também do ângulo espacial de chegada do sinal. O desvio de frequência pode ser calculado por<sup>4</sup>

$$f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (4.33)$$

onde  $v$  é a velocidade do móvel,  $\lambda$  o comprimento de onda e  $\theta$  o ângulo entre a direção de deslocamento da onda transmitida e o receptor (Figura 4.18). Quando o receptor move-se em direção ao sinal de recepção, tem-se um deslocamento Doppler positivo, que significa um aumento na frequência de recepção. Caso o receptor esteja se afastando do transmissor, ocorre um deslocamento Doppler negativo, que resulta na diminuição da frequência de recepção. O máximo desvio de frequência  $f_m$  ocorre para ângulos de incidência de 0 e  $\pi$  radianos. Portanto,

$$f_m = \frac{v}{\lambda} \quad (4.34)$$



**Figura 4.18.** Ilustração do efeito Doppler-Fizeau. Conforme o móvel se desloca ocorre mudança no ângulo de recepção e na velocidade do móvel.

As flutuações produzidas por difrações, reflexões e pelo efeito Doppler-Fizeau causam variações rápidas na amplitude e atraso no sinal.<sup>11</sup> Um sinal com desvanecimento descrito pela distribuição de Rayleigh possui um número finito de componentes de campo  $N$  que chegam ao receptor com amplitude de  $E_0/\sqrt{N}$ . Admite-se um valor equiprovável entre 0 e  $2\pi$  rad. Ou seja, o ângulo de chegada é distribuído uniformemente neste intervalo. Portanto, cada sinal chega com

$$\theta = \frac{2\pi}{N}n \quad n = 1,2,3,\dots,N \quad (4.35)$$

Observa-se que  $f_m$  é o valor máximo de desvio de frequência devido ao efeito Doppler-Fizeau, partindo de (4.34), tem-se

$$f_m = \frac{\omega_m}{2\pi} = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c}f_c \quad (4.36)$$

A frequência angular correspondente é

$$\omega_m = 2\pi f_c \frac{v}{c} = \omega_c \frac{v}{c} \quad (4.37)$$

sendo  $\omega_c = 2\pi f_c$  a frequência angular da portadora. A frequência angular do desvio de Doppler-Fizeau será

$$\omega_n = 2\pi f_D = 2\pi \frac{v}{\lambda} \cos \theta = 2\pi f_c \frac{v}{c} \cos \theta = \omega_m \cos \theta \quad (4.38)$$

O sinal recebido tem a forma

$$e(t) = \sum_{i=1}^N e_i(t) = \sum_{i=1}^N E_i \cos[(\omega_c + \omega_n)t + \phi_n] \quad (4.39)$$

onde  $\phi_n$  é um argumento aleatório. Observe que, em princípio ele pode ter valores igualmente distribuídos entre 0 e  $\pi$ :

$$\phi_n = \frac{\pi n}{N+1} \quad (4.40)$$

Na estatística de Rayleigh, os sinais de chegada têm todos a mesma amplitude, aproximadamente, e são descorrelacionados.<sup>6</sup> Portanto, a potência total é a soma das potências individuais, todas com o mesmo valor, praticamente. Logo,

$$P = \frac{E_0}{R} = \frac{E_1^2}{R} + \frac{E_2^2}{R} + \dots + \frac{E_N^2}{R} = N \frac{E_i^2}{R} \quad (4.41)$$

$$E_i = \frac{E_0}{\sqrt{N}}$$

Dessa forma o sinal recebido fica

$$e(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \cos[(\omega_c + \omega_n)t + \phi_n] \quad (4.42)$$

Expandindo a equação (4.39) tem-se

$$\begin{aligned} e(t) &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \cos[(\omega_c + \omega_n)t + \phi_n] = \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N [\cos(\omega_c + \omega_n)t \cos \phi_n - \text{sen}(\omega_c + \omega_n)t \text{sen} \phi_n] = \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \left\{ [\cos \omega_c t \cos \omega_n t - \text{sen} \omega_c t \text{sen} \omega_n t] \cos \phi_n - \right. \\ &\quad \left. - [\text{sen} \omega_c t \cos \omega_n t + \cos \omega_c t \text{sen} \omega_n t] \text{sen} \phi_n \right\} = \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \left\{ \cos \omega_c t [\cos \omega_n t \cos \phi_n - \text{sen} \omega_n t \text{sen} \phi_n] - \right. \\ &\quad \left. - \text{sen} \omega_c t [\cos \omega_n t \cos \phi_n + \text{sen} \omega_n t \text{sen} \phi_n] \right\} = \\ &= \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \{ \cos \omega_c t \cos(\omega_n t + \phi_n) - \text{sen} \omega_c t \text{sen}(\omega_n t + \phi_n) \} = \end{aligned}$$

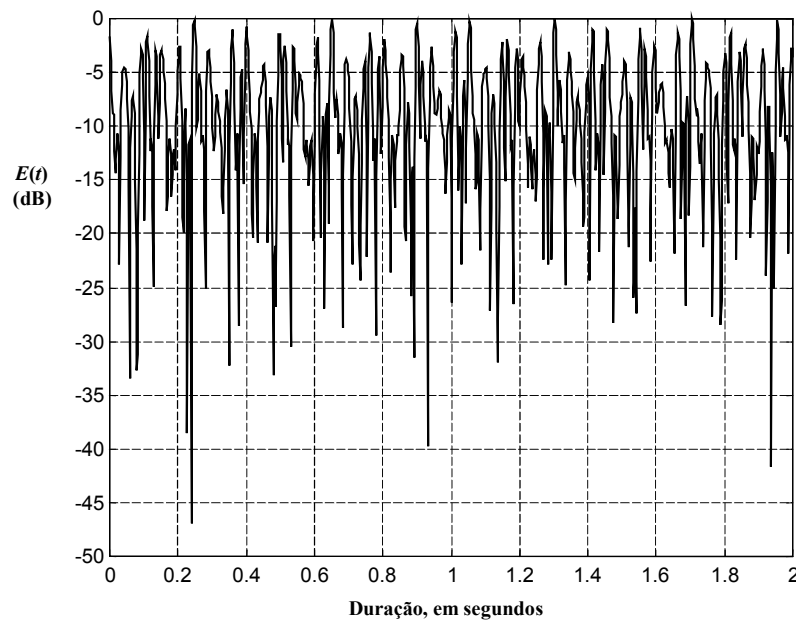
$$e(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \Re e \left\{ \sum_{n=1}^N [\cos(\omega_n t + \phi_n) + i \sin(\omega_n t + \phi_n)] e^{i\omega_c t} \right\} =$$

$$e(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \Re e \left\{ \sum_{n=1}^N e^{i(\omega_n t + \phi_n)} e^{i\omega_c t} \right\}$$
(4.43)

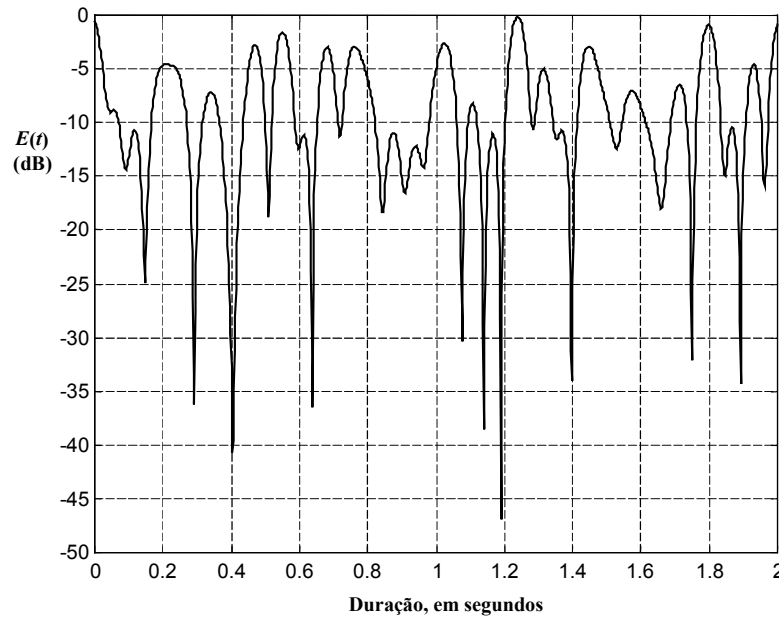
Portanto, a amplitude do sinal resultante é

$$E(t) = \frac{E_0}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N \cos[(\omega_c + \omega_n)t + \phi_n]$$
(4.44)

As Figuras 4.19 e 4.20 mostram o comportamento do sinal devido ao efeito Doppler-Fizeau conforme a variação da velocidade do móvel. Fica fácil de se perceber que quanto maior for a velocidade mais rapidamente o sinal sofre variações em sua amplitude. Nessa simulação realizada no MatLab<sup>®</sup>, Apêndice A3, o sinal não é aleatório, a resposta obtida é a mesma para o conjunto de valores especificados. Mas são dados interessantes para se verificar o efeito da velocidade do móvel em um ambiente com multipercursos. Para a realização dessa simulação foi considerado uma portadora com frequência de 860MHz por se tratar da faixa da telefonia móvel celular, 10 percursos de propagação e uma duração de 2 segundos.



**Figura 4.19.** Comportamento do sinal com desvanecimento de Rayleigh em um ambiente que sofre o efeito Doppler-Fizeau. Para a simulação desse efeito utilizou-se uma frequência de 860MHz, 10 percursos de propagação, a duração do evento foi de 2 segundos, e a velocidade do móvel é de 50km/h e percebe-se que existe uma rápida flutuação do sinal.



**Figura 4.20.** Considerou-se uma velocidade de 10km/h e o sinal sofre menos flutuações.

#### 4.6 Taxa de cruzamento de nível e duração do desvanecimento

É importante a descrição quantitativa da taxa de profundidade, que é o nível com que o sinal com desvanecimento de Rayleigh cai abaixo do limiar estabelecido. Outro parâmetro é a média de duração de desvanecimento que é obtido a partir de medições do sinal que fica abaixo de um nível de profundidade especificado. A *taxa de cruzamento de nível* corresponde à frequência com que o sinal recebido cruza um determinado nível de tensão especificado. Se o sinal cruza  $N$  vezes um nível  $R$  durante um período  $T$ , então em média a taxa de cruzamento de nível será  $N/T$ .<sup>4</sup> Essa taxa é especificada por:

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} \quad (4.45)$$

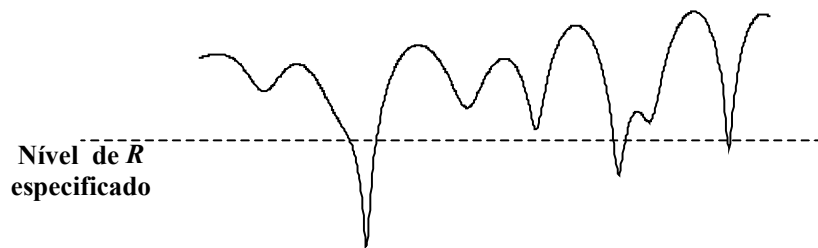
A equação acima é função densidade de probabilidade de Rayleigh multiplicado pelo fator  $\sqrt{2\pi} f_m$  que introduz os efeitos Doppler-Fizeau (Figura 4.22).<sup>4</sup> O valor  $\rho$  é representado da forma

$$\rho = \frac{R}{R_{rms}} = \frac{R}{\sqrt{2}\sigma} \quad (4.46)$$

onde  $R$  é o valor especificado do nível (Figura 4.21) e  $R_{rms}$  é o valor local da amplitude normalizada da envoltória com desvanecimento. Considerando  $R$  um nível de

sinal qualquer, a duração do desvanecimento é a taxa entre o tempo médio em que a envoltória do sinal do nível  $R$  ficar abaixo do nível pelo número total de cruzamento do nível,  $N_R$ , ambos medidos no intervalo  $T$ .<sup>12</sup> A probabilidade da envoltória estar abaixo deste nível em um período de tempo  $T$  é dado por:

$$\tau = \frac{\sum_i \tau_i}{RT} \quad (4.47)$$



**Figura 4.21.** Nível de profundidade de desvanecimento. A partir desse gráfico pode se retirar as informações de duração do desvanecimento e do cruzamento de limiar.

A razão  $\sum \tau_i/T$  da Equação (4.47) corresponde a probabilidade do sinal estar abaixo do nível  $R$ , logo

$$\tau = \frac{1}{R} \text{prob}[r \leq R] = \frac{1}{R} \int_0^R p(r) dr \quad (4.48)$$

onde  $p(r)$  é a função densidade de probabilidade de Rayleigh.

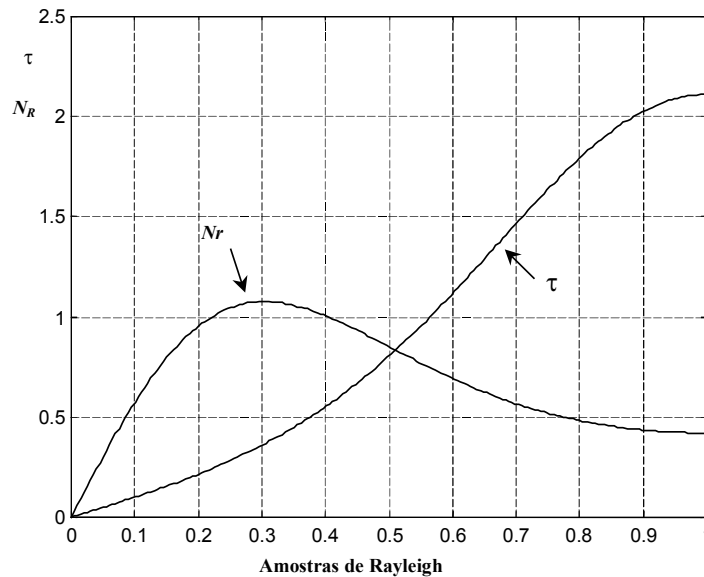
$$\tau = \frac{1}{\sqrt{2\pi} f_m (R/\sqrt{2}\sigma)} \left[ \exp\left(\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2 - 1 \right] \quad (4.49)$$

Substituindo o valor de  $\rho$  da equação (4.46) em (4.49), tem-se

$$\bar{\tau} = \frac{e^{\rho^e} - 1}{\rho f_m \sqrt{2\pi}} \quad (4.50)$$

Trata-se de um parâmetro útil para a determinação, em sistemas digitais, do limite de bits do sinal que podem ser perdidos em um desvanecimento.<sup>12</sup> A Figura

4.22 mostra que a duração média do desvanecimento e que este depende linearmente da velocidade do móvel, e decai conforme o aumento da frequência Doppler-Fizeau.



**Figura 4.22.** Curvas da duração do desvanecimento e da taxa de cruzamento de nível para um conjunto de amostras de Rayleigh.

## REFERÊNCIAS

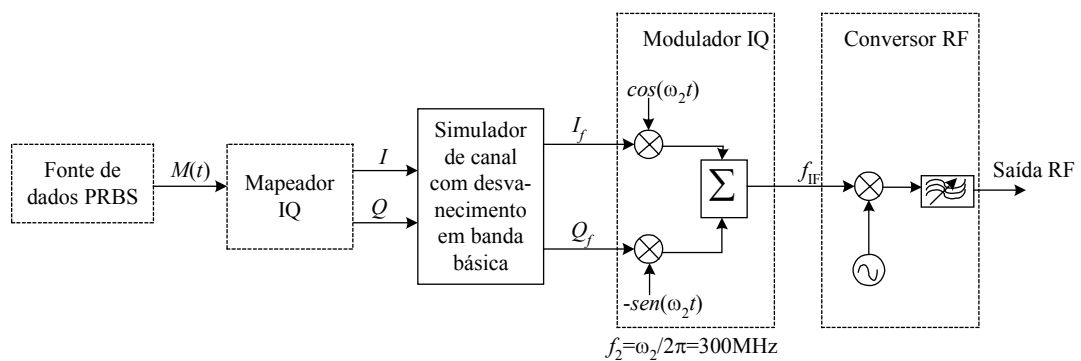
- <sup>1</sup> Recommendation ITU-R P.1407 – *Multipath Propagation and Parameterization of its Characteristics*, 1999
- <sup>2</sup> LEE, William C. Y. – *Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*. 2<sup>nd</sup>.Ed., New York, McGraw-Hill, 1995.
- <sup>3</sup> HALLIDAY, D. e RESNICK, R. – *Física*. Trad. de Euclides Cavallari e Bento Afini Júnior. Rio de Janeiro, Ao Livro Técnico, 1966. 2v.
- <sup>4</sup> RAPPAPORT, Theodore S. – *Wireless communications*, Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1996
- <sup>5</sup> HSU, Hwei P. – *Análise de Fourier*. Trad. Paulo Ivo de Queiroz. Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos, 1973
- <sup>6</sup> RIBEIRO, J. A. J. – *Princípios de propagação das ondas eletromagnéticas*, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, 2001
- <sup>7</sup> HANSEN, F e FINN, I. Meno – Mobile fading – rayleigh and log-normal superimposed. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **26**(4):332-335, Nov. 1977.
- <sup>8</sup> PAPOULIS, A – *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 3<sup>th</sup>, Boston, 1991
- <sup>9</sup> PROAKIS, Jonh G., *Digital communications*, Mc Graw Hill, 4<sup>o</sup> edição, Nova York, 2001
- <sup>10</sup> GRIFFITHS, John – *Radio wave propagation and and: an introduction*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1987
- <sup>11</sup> BOSCH, Frederico - Simulating rayleigh fading with MATLAB. *Applied microwave & Wireless*, 66-69, Oct. 2001
- <sup>12</sup> YACOUB, Michel D. – *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton, CRC Press, 1993.

# CAPÍTULO V

## ENSAIOS DE LABORATÓRIO COM O SIMULADOR DE DESVANECIMENTO

### 5.1. Apresentação

Para a simulação dos efeitos do desvanecimento utilizou-se um gerador de sinais da Rhode&Schwarz modelo SMIQ, especialmente construído para permitir esta simulação, que possui um modulador digital e um simulador de canal interno. Esse simulador de canal gera o desvanecimento plano e seletivo com a unidade modelo SMIQB14, com capacidade de introduzir até seis percursos em um único canal.<sup>1</sup> A Figura 5.1 ilustra o diagrama básico gerador de sinais. Este simulador opera em banda básica com sinais oriundos do mapeador  $IQ$ , que recebe uma seqüência de bit e transforma em sinais em fase ( $I$ ) e em quadratura ( $Q$ ). O sinal de saída do simulador de desvanecimento é aplicado no modulador  $IQ$  que ao receber os sinais em banda básica os transforma em banda passante.



**Figura 5.1.** Diagrama básico que exemplifica o processamento do sinal com modulação vetorial e o simulador de desvanecimento no SMIQ.



Os múltiplos percursos possuem atrasos e atenuações ajustáveis, o que permite simulação de vários tipos de canais. Pode-se adicionar a frequência Doppler-Fizeau ou a velocidade com que cada percurso se desloca em relação a fonte transmissora. Outra característica que pode ser especificada é o tipo de desvanecimento sendo que as opções disponíveis são o desvanecimento de Rayleigh, de Rice e o devido somente ao atraso e a velocidade do percurso. O desvanecimento log-normal também pode ser adicionado ao sinal, mas nesse caso, entra associado a um dos desvanecimentos acima mencionado. Por exemplo, coloca-se um sinal com desvanecimento de Rayleigh e log-normal em um mesmo canal e tem-se um canal com desvanecimento Suzuki.<sup>2</sup>

## 5.2. Simulação para análise dos desvanecimentos plano e seletivo

(a) *Descrição geral do sinal modulado.* Para a realização dessa simulação foi utilizado a modulação BPSK (binary phase shift key – modulação binária por chaveamento de fase) com uma taxa de bit de 1Mbps e sem filtro. A modulação BPSK foi escolhida por ser simples e não é de interesse nessa experiência o tipo de modulação e sim o comportamento do sinal que chega ao receptor. A potência  $P$  de um sinal é calculada por

$$P = \frac{E^2}{2R} = \frac{E_b}{T_{bb}} \quad (5.1)$$

onde  $E$  é o valor de pico da tensão senoidal,  $R$  a resistência do circuito,  $T_{bb}$  o período de repetição e  $E_b$  é a energia média. Normalizando-se o circuito para um resistor de  $1\Omega$ , vem:

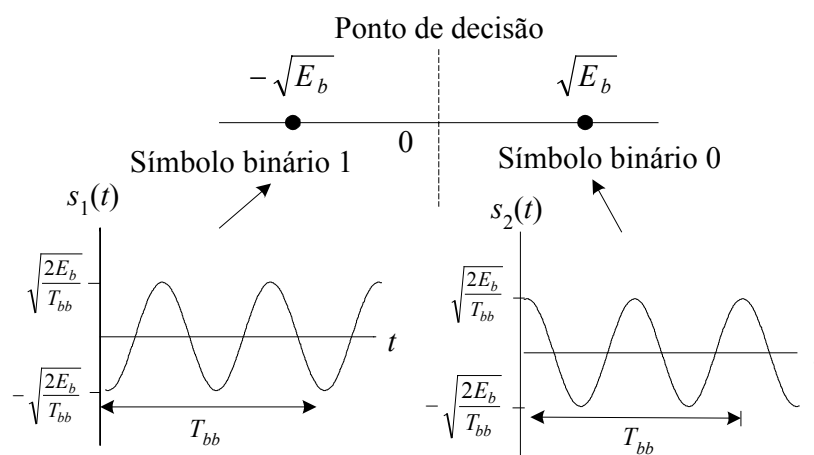
$$E = \sqrt{\frac{2E_b}{T_{bb}}} \quad (5.2)$$

onde  $E_b$  e  $T_{bb}$  representam a energia e a duração de cada símbolo binário, respectivamente. Isto é, intervalo  $0 \leq t \leq T_{bb}$  representa a duração do evento. A modulação digital BPSK baseia-se na geração de dois sinais simétricos, no caso  $s_1(t)$  e  $s_2(t)$ , que possuam a mesma amplitude, porém sinais opostos o que representam os símbolos binários 0 e 1<sup>3</sup>:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_{bb}}} \cos(2\pi f_c t) \quad (5.3)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_{bb}}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_{bb}}} \cos(2\pi f_c t) \quad (5.4)$$

onde  $f_c$  é frequência de corte. Desta maneira a modulação BPSK tem a constelação vetorial ilustrada na Figura 5.2.

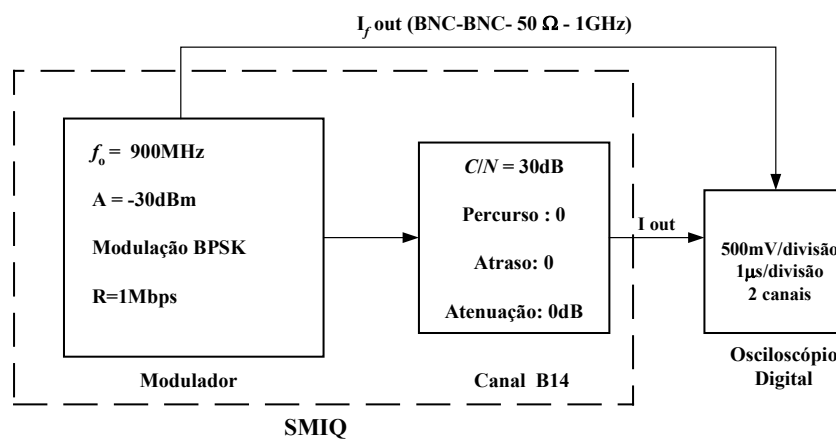


**Figura 5.2.** Constelação vetorial de um sinal BPSK.

No Capítulo IV discutiu-se os efeitos dos desvanecimento seletivo e não-seletivo (plano), o desvanecimento lento e o desvanecimento rápido. Com este simulador de desvanecimento pode-se analisar detalhadamente o comportamento do sinal quando inserido em um ambiente que favoreça o desvanecimento. Primeiro com o auxílio de um osciloscópio, o modelo usado foi o equipamento da Agilent–54615B, e pode-se observar o comportamento do sinal ao sofrer os diversos tipos de desvanecimento. Para facilitar a análise utilizaram-se dois canais. O canal 2 é a saída  $I$  do mapeador, onde é observado o sinal sem desvanecimento e no canal 1 a saída  $I$  do canal, onde está presente o sinal após sofrer este efeito. Outra medida realizada foi no analisador de sinais vetoriais FSIQ, onde se percebeu a influência do desvanecimento sobre o espectro do sinal.

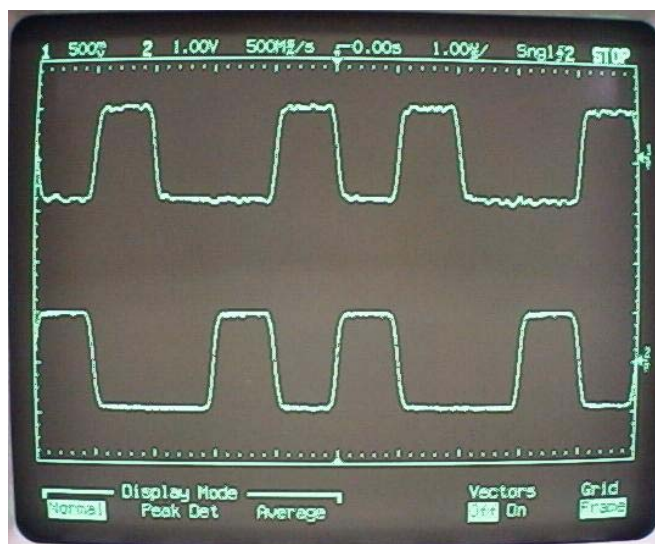
Nessa análise, não é possível exemplificar os efeitos do desvanecimento lento e rápido por não conseguir-se representá-los graficamente, já que o que difere um do outro é a rapidez com que os efeitos ocorrem. Por exemplo, o desvanecimento plano-lento ou plano-rápido o que os diferencia é a velocidade com que o sinal sofre o efeito. Os resultados obtidos estão descritos a seguir.

(b) *Sinal sem efeito do desvanecimento.* Inseriu-se o sinal de entrada de 900MHz, que é uma frequência nas proximidades da telefonia móvel celular. A relação portadora ruído utilizada foi de 30dB. O esquema da Figura 5.3 mostra como foi realizada a simulação



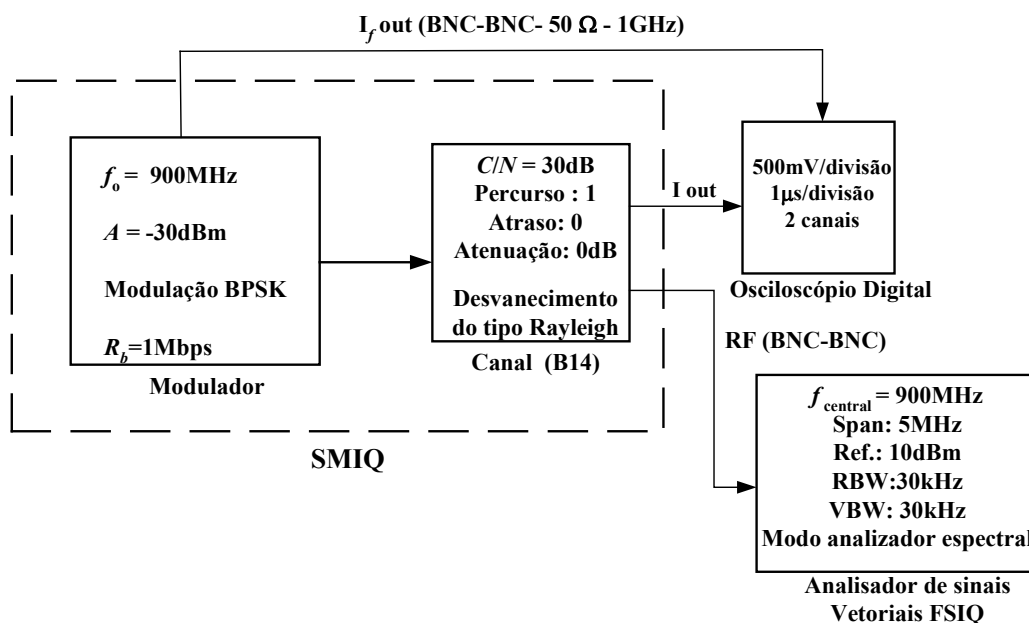
**Figura 5.3.** Esquema da simulação para o sinal sem sofrer o efeito do desvanecimento;  $f_0$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido e  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit.

No canal 1 (parte superior da Figura 5.4) está a representação do sinal recebido e no canal 2 (parte inferior da Figura 5.4) é a forma de onda do sinal transmitido. Os atrasos devido à influência dos cabos foram desconsiderados. O sinal de saída possui um atraso em relação ao sinal enviado, que inclui o atraso de processamento do simulador de canal.



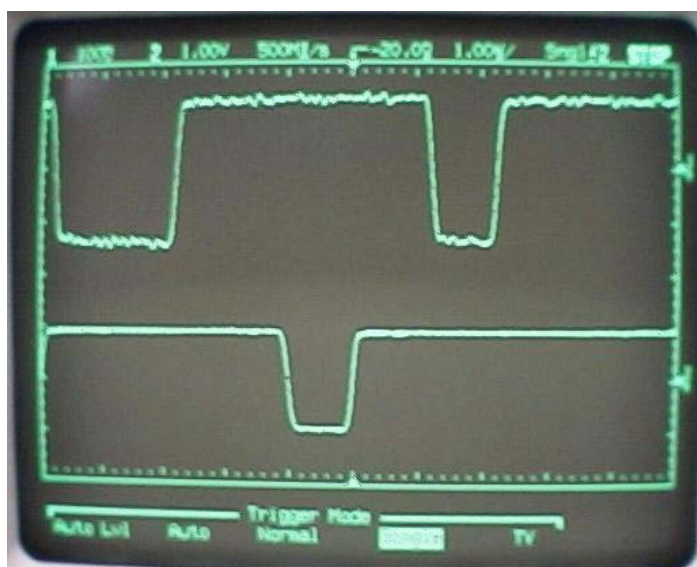
**Figura 5.4.** Foto do osciloscópio onde o sinal na parte inferior, canal 2, é o sinal sem atraso e o sinal na parte superior, canal 1, é o sinal recebido com atraso. Percebe-se que o sinal recebido permanece com características do transmitido.

(c) *Desvanecimento plano*. Para a medição envolvendo o desvanecimento plano utilizou-se somente um percurso com desvanecimento de Rayleigh. A Figura 5.5 exemplifica a montagem para a simulação deste desvanecimento.

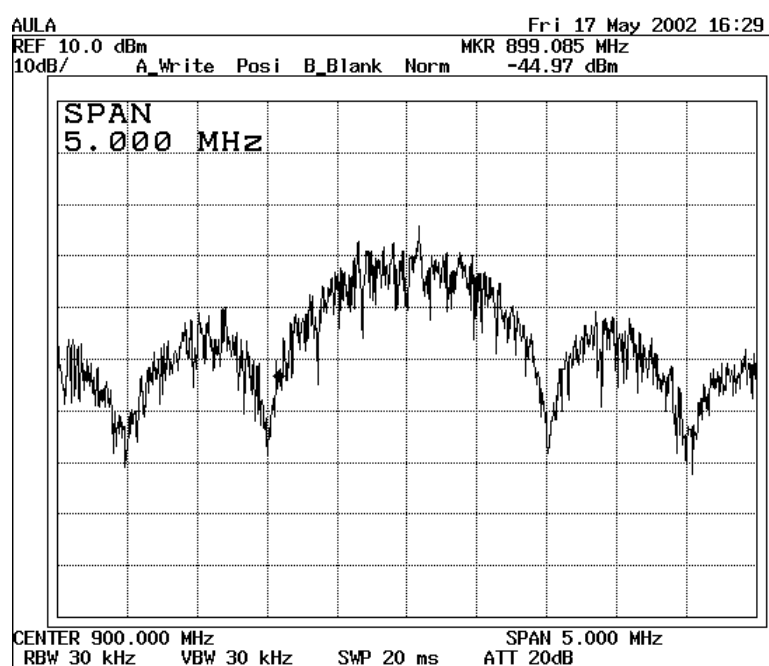


**Figura 5.5.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento plano, onde  $f_o$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido,  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit, RBW é a resolução do filtro de medida e VBW a resolução do filtro de vídeo.

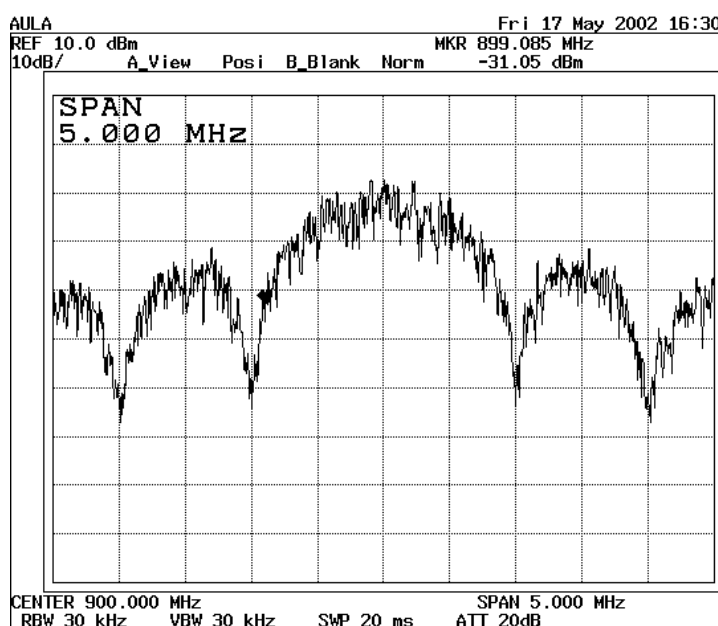
Na Figura 5.6 percebe-se que o sinal recebido está defasado, com um aumento no atraso e uma queda na relação sinal ruído, que pode ser percebido devido as variações de amplitude do sinal transmitido. Nas Figuras 5.7 e 5.8 têm-se os espectros dos sinais recebidos. Na Figura 5.7 o sinal está 10dB abaixo do que representado na Figura 5.8. Essa flutuação no nível do sinal, sem distorção no espectro, é uma característica do tipo de desvanecimento analisado, como mencionado no capítulo IV quando tratou-se das características do desvanecimento plano.



**Figura 5.6.** Foto do osciloscópio ilustrando o efeito do desvanecimento plano, o sinal recebido está atrasado e com variações de amplitude.

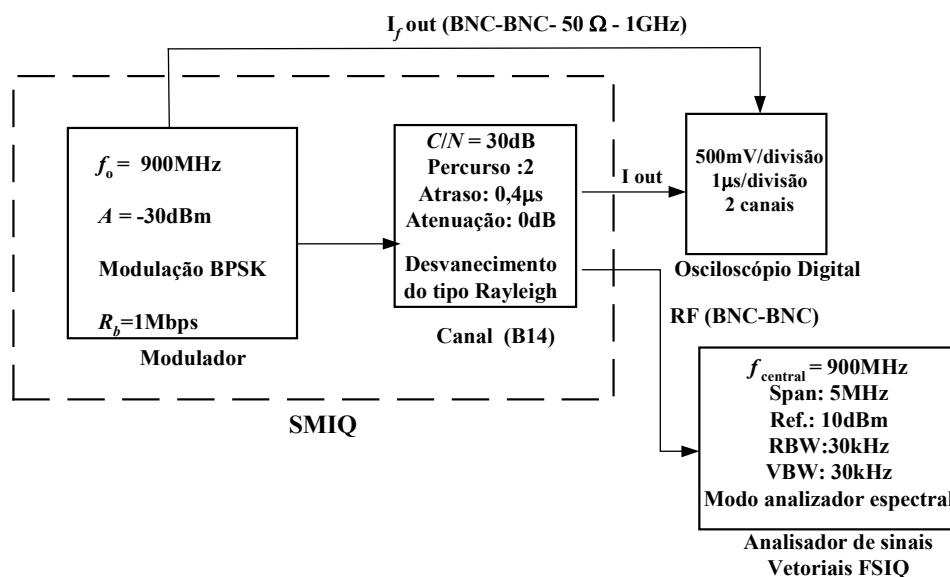


**Figura 5.7.** Analisador de espectro mostrando o desvanecimento plano. O pico do sinal está em torno de  $-30\text{dB}$ .



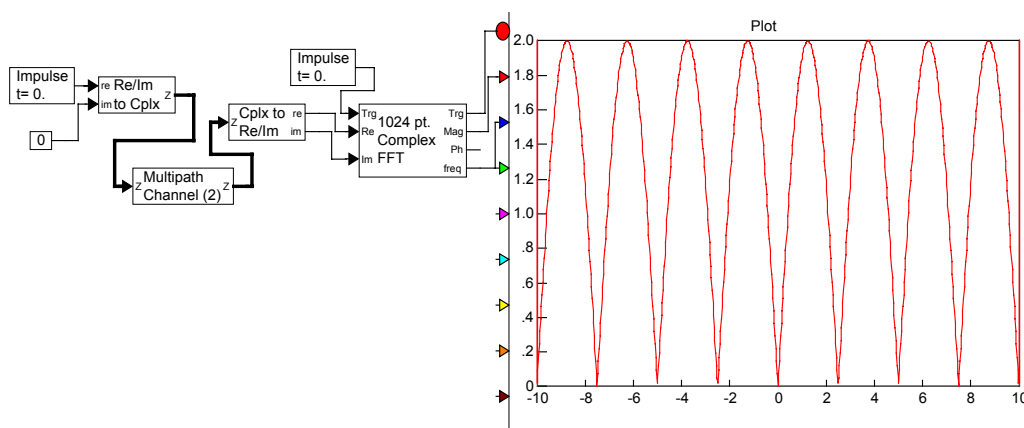
**Figura 5.8.** O mesmo sinal em outro instante 10dB mais forte que na figura anterior. A flutuação na amplitude do sinal é que caracteriza o desvanecimento plano.

**(d) Desvanecimento seletivo.** Mostrou-se que no desvanecimento seletivo o formato do pulso é distorcido pelo canal. Resultados dos ensaios relativos a este desvanecimento estão na Figuras 5.10 e 5.11. Para a apresentação desse caso usaram-se dois percursos com desvanecimento de Rayleigh com um atraso de  $0,4\mu\text{s}$  entre eles. A Figura 5.9 mostra o diagrama de blocos utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo.



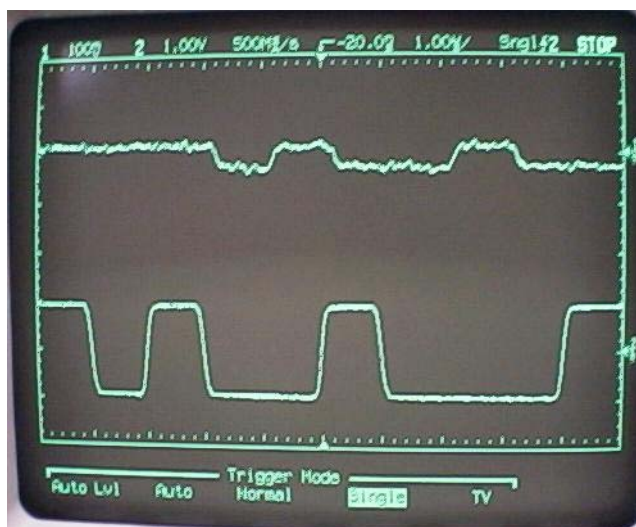
**Figura 5.9.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo, onde  $f_o$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido,  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit, RBW é a resolução do filtro de medida e VBW a resolução do filtro de vídeo.

O ajuste do atraso entre os percursos determina a distância entre os nulos espectrais causados pelo canal. Utilizando o VisSim<sup>®</sup>, que é um software de simulação usado para análise de sistemas de comunicações, mostra-se que os nulos do canal podem ser ajustados para uma análise, como mostra a Figura 5.10. Utilizou-se um atraso de  $0,4\mu\text{s}$ , de maneira que os nulos devem ocorrer em uma frequência de 2.5MHz.

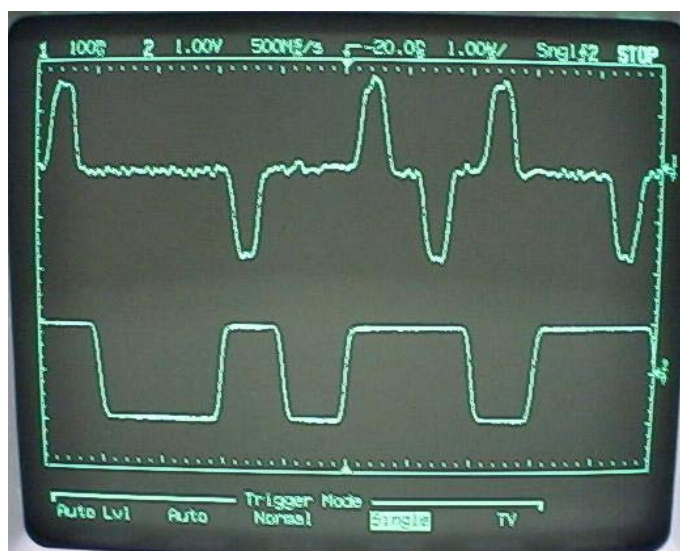


**Figura 5.10.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo no VisSim<sup>®</sup>, pode-se perceber claramente os pontos de nulo no sinal.

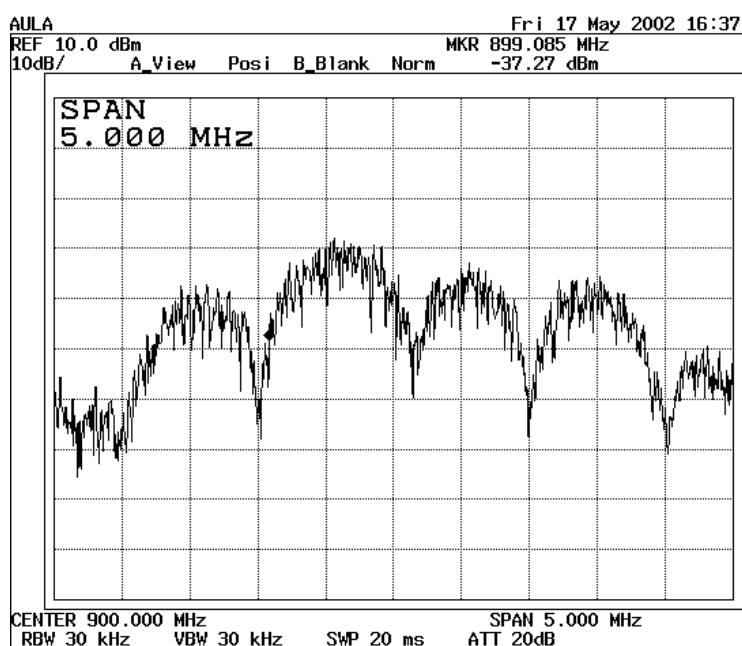
Na Figura 5.13 tem-se o sinal com desvanecimento seletivo como apresentado no analisador de espectros. Percebe-se um nulo na banda do sinal recebido, que implica em uma distorção no sinal transmitido. Assim como no desvanecimento plano, o nível do sinal recebido sofre fortes flutuações em função das características de propagação.



**Figura 5.11.** Representação do desvanecimento seletivo. O sinal está praticamente nulo, os multipercursos estão se somando formando uma interferência destrutiva.



**Figura 5.12.** Representação do desvanecimento seletivo no domínio do tempo. Percebe-se forte distorção do sinal recebido devido a interferência intersimbólica.

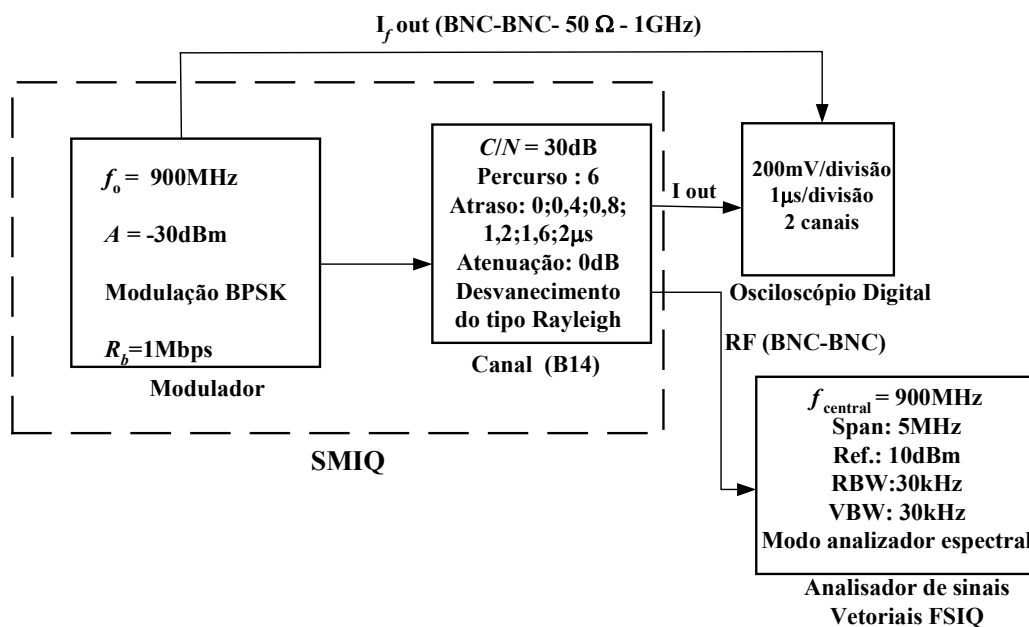


**Figura 5.13.** Espectro do sinal com desvanecimento seletivo. Nota-se um nulo no meio da banda do sinal recebido, havendo uma grande distorção.

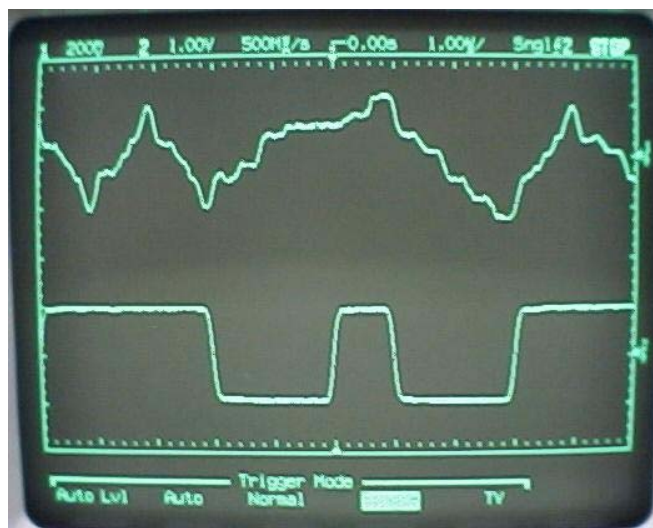
(e) **Desvanecimento com seis percursos.** A Figura 5.14 ilustra a montagem para essa simulação. Utilizaram-se seis sinais com desvanecimento de Rayleigh atrasados de  $0\mu\text{s}$ ,  $0,4\mu\text{s}$ ,  $0,8\mu\text{s}$ ,  $1,2\mu\text{s}$ ,  $1,6\mu\text{s}$ ,  $2\mu\text{s}$ . Os resultados mostrados nas Figuras 5.15 e 5.16 indicam a inviabilidade de recuperação do sinal sem uma contramedida adequada. O sinal recebido possui uma forte distorção como pode ser visto na Figura 5.15. Na



Figura 5.16 está o espectro do sinal, onde em sua banda têm-se 3 nulos espectrais, e sofre grandes flutuações no nível de sinal recebido.



**Figura 5.14.** Esquema utilizado para a simulação do desvanecimento seletivo com seis multipercursos, onde  $f_0$  é a frequência da portadora,  $A$  é a potência média do sinal transmitido,  $R_b$  é a taxa de transmissão de bit, RBW é a resolução do filtro de medida e VBW a resolução do filtro de vídeo.



**Figura 5.15.** Desvanecimento seletivo com seis multipercursos. O canal 1 está com 0,2 volts por divisão e o canal 2, com 1 volt por divisão. As variações de amplitude de fase ocorrem de forma bastante acentuada.



**Figura 5.16.** *Pode-se perceber 3 nulos na banda do sinal. Nesses pontos se torna praticamente inviável a recuperação correta do sinal transmitido sem uma contramedida.*

## REFERÊNCIAS

- <sup>1</sup>ROHDE&SCHWARZ- *SMIQ as fading simulator for external signal*, Munich, Rohde&Schwarz, 2000
- <sup>2</sup>YACOUB, Michel D. – *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton, CRC Press, 1993.
- <sup>3</sup>SKLAR, Bernard. - *Digital communications: fundamentals and applications*, 2<sup>nd</sup>. Prentice Hall, New York, 2001

# CAPÍTULO VI

## COMENTÁRIOS E CONCLUSÕES

### 6.1. Aspectos importantes do trabalho

O estudo do desvanecimento, apesar de ser antigo, continua sendo de grande interesse por se tratar de um fenômeno natural em um enlace de radiocomunicação. Desta maneira, o que se faz é tentar projetar os sistemas levando-se em consideração as influências do fenômeno, associadas a outros que têm efeito no desempenho final. Existem muitas causas do desvanecimento que vão dos múltiplos percursos a alterações nas propriedades do meio. Dentro desta idéia, propôs-se um estudo sistematizado do tema, que permitisse identificar os aspectos mais relevantes para suas análises qualitativa e quantitativa.

No capítulo II apresentaram-se os principais fenômenos associados à propagação da onda eletromagnética. Entre os assuntos abordados destacou-se a reflexão em um terreno plano, onde os efeitos da chegada de sinais por mais de um percurso no receptor foi modelado matematicamente. Os resultados de simulações feitas na plataforma MatLab<sup>®</sup> possibilitaram uma análise do comportamento do campo recebido em função da distância entre o transmissor e o receptor.

No capítulo III descreveram-se conceitos da teoria das probabilidades, já que a propagação de ondas eletromagnéticas em canais com desvanecimento não segue leis determinísticas. Apresentaram-se as principais funções distribuições de probabilidade para se analisar o comportamento do sinal no receptor, em presença dos efeitos provocados pelo desvanecimento. No decorrer desse capítulo, discutiram-se as

características de cada distribuição de probabilidade e conseqüentemente as situações onde são aplicadas.

No capítulo IV, deu-se início ao estudo do desvanecimento propriamente dito, analisando os parâmetros que descrevem canais com desvanecimento provocado por múltiplos percursos, que modificam as parcelas do sinal enviado. Destaca-se que o trem de pulsos recebido em canais com multipercurso possui diferenças de amplitude, de tempo e de formato em relação ao pulso enviado. Salientam-se os tipos de desvanecimento plano e seletivo. Com o auxílio de um programa desenvolvido em ambiente MatLab<sup>®</sup>, observa-se a influência que as características do canal exercem sobre o sinal transmitido. Com os gráficos, comparam-se os sinais submetidos a esses dois tipos de desvanecimento e analisam-se as conseqüências na recepção. No decorrer desse capítulo, foi apresentado um dos efeitos mais comuns durante a propagação da onda eletromagnética, o efeito Doppler–Fizeau. Novamente, foi feito um programa na plataforma MatLab<sup>®</sup> com o propósito de mostrar a influência da velocidade relativa do transmissor sobre o sinal recebido.

Nas simulações feitas em laboratório e apresentadas no capítulo V, foi possível visualizar o comportamento do sinal sob efeitos do desvanecimento. Com as simulações, o desvanecimento plano e o seletivo podem, novamente, ser observados e confirmar a teoria apresentada no capítulo IV. Essas simulações são importantes, pois permitem observar o comportamento do sinal tanto no domínio do tempo como no domínio da freqüência.

Para diminuir os efeitos causados pelo desvanecimento têm sido desenvolvidas inúmeras técnicas que visam reduzir os problemas causados pelos múltiplos percursos no sinal recebido. É comum a prática de recepção em diversidade, que tem por objetivo conseguir um aumento na confiabilidade do sistema. Neste caso, pode-se citar a *diversidade em freqüência*, onde se transmite a mesma informação em uma ou mais freqüências portadoras, suficientemente espaçadas para que os efeitos dos correspondentes desvanecimentos não apareçam simultaneamente nos dois sinais.<sup>1</sup> Tem-se a *diversidade em espaço*, onde se montam duas ou mais antenas receptoras separadas entre si de uma distância conveniente, de modo que os dois sinais sejam combinados de forma adequada e a resultante aproxime-se do valor máximo. Para isso, quando em uma antena o valor recebido for mínimo, na outra deverá ser máxi-

mo. A *diversidade no tempo* combina dois sinais transmitidos em instantes diferentes. Nesse caso, a separação temporal deve ser suficientemente grande para garantir que os efeitos do desvanecimento não ocorram simultaneamente nas duas transmissões. A *diversidade de polarização* emprega antenas receptoras com polarização vertical e horizontal e a *diversidade de ângulo de recepção* combina sinais captados pela antena receptora segundo ângulos diferentes.<sup>2</sup>

## 6.2 Proposta de novos trabalhos

Algumas sugestões para a continuação desse estudo seria a realização de outras simulações em plataformas como Elanix<sup>®</sup> ou VisSim<sup>®</sup>, onde podem ser obtidos maior número de gráficos para análise e comparação de resultados. As simulações podem ser realizadas também em ambiente MatCad<sup>®</sup>, para se assegurar a confiabilidade dos valores encontrados.

Seria interessante a análise dos modos de recepção em diversidade e sua aplicabilidade, bem como um estudo dos modos de equalização para identificar a probabilidade de recuperação do sinal na presença do desvanecimento. Como existem diversos procedimentos estatísticos para análise e quantificação do desvanecimento (Rayleigh, Rice, Nakagami- $m$ , etc.) é conveniente o estudo da confiabilidade do enlace para cada um dos comportamentos do canal. Sistemas reais freqüentemente envolvem vários enlaces em seqüência, podendo ter desempenhos diferentes. Nesses casos, combinações dos vários lances em cascata exige uma análise completa e um estudo próprio da confiabilidade final.

## 6.3 Conclusão

Como o comportamento do desvanecimento é aleatório, o estudo estatístico visa encontrar um modelo com maior exatidão de projeto dos enlaces para se diminuir suas influências nas comunicações via rádio. Foram apresentados vários fatores que contribuem para o aparecimento do desvanecimento e as suas conseqüências durante a propagação da onda eletromagnética. Conseguiu-se a realização de simulações que confirmaram o estudo teórico e exemplificaram-se claramente os efeitos causados.

Esse assunto por ser constituído de modelos estatísticos e por se tratar de um meio de transmissão aberto, onde as influências de relevo, meteorológicas e outras têm efeitos no sinal, o torna muito complexo. Os métodos para recuperação do sinal transmitido devem ser implementados a partir de medições e simulações para que as empresas de telecomunicações e os seus usuários consigam uma comunicação de boa qualidade. Isto significa ter a mensagem sem fortes influências do desvanecimento. Portanto, com melhor conhecimento do assunto torna-se mais fácil o desenvolvimento de equipamentos e sistemas com menor taxa de erro.

## REFERÊNCIAS

- 
- <sup>1</sup> RIBEIRO, J. A. J. – *Princípios de propagação das ondas eletromagnéticas*, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, 2001
- <sup>2</sup> RAPPAPORT, Theodore S. – *Wireless Communications*. Englewood Cliffs, Prentice, Hall, 1996.

# APÊNDICE

## PROGRAMAS DESENVOLVIDOS NA PLATAFORMA MatLab<sup>®</sup>

### A1. Programa para a reflexão no terreno plano para 2 raios e 6 raios

**%Programa para o cálculo do desvanecimento para dois raios em um terreno plano com a influência da distância**

```
clear all
f=input('f='); % Freqüência da portadora
sig=input('sig='); % Condutividade do solo
eps=input('eps='); % Constante dielétrica do solo
mu=input('mu='); % Permeabilidade relativa do solo
ht=input('ht='); % Altura da antena transmissora
hr=input('hr='); % Altura da antena receptora
do=input('do='); % Valor inicial da distância
m=input('m='); % Fator de multiplicação da distância
muo=(4*pi)*1e-7; % Permeabilidade do vácuo
epso=8.854e-12; % Permissividade do vácuo
c=1/sqrt(muo*epso); % Velocidade da luz
epss=eps*epso; % Permissividade relativa
mus=mu*muo; % Permeabilidade relativa
w=2*pi*f; % Freqüência angular da portadora
lamb=c/f; % Comprimento de onda da portadora
d=linspace(do,m.*do,1000);
r1=sqrt(d.^2+(ht-hr)^2); % Raio da antena tx a rx direto
r2=sqrt(d.^2+(ht+hr)^2); % Raio da antena tx a rx refletido
dh=abs(ht-hr);
te1=atan(dh./d); % Ângulo em relação á horizontal para a antena real
te2=atan((ht+hr)./d); % Ângulo em relação à horizontal para a antena imagem
te3=te2; % Ângulo de incidência no solo
eeq=epss-i*60*sig*lamb*epso; % Permissividade complexa
xen=sqrt(eeq./epso-cos(te3).^2); % Parâmetro x para a polarização horizontal
xhn=(epso./eeq).*xen; % Parâmetro x para a polarização vertical
Gen=(sin(te3)-xen)/(sin(te3)+xen); % Coeficiente de reflexão normal ao plano de incidência (pol. horizontal)
Ghn=(sin(te3)-xhn)/(sin(te3)+xhn); % Coeficiente de reflexão paralelo ao plano de incidência (pol. vertical)
del=(4*pi*ht*hr)/(lamb*d); % Defasagem entre a onda direta e a onda refletida
psien=del+angle(Gen); % Arguemento total para polarização horizontal
psihn=del+angle(Ghn); % Arguemento total para polarização vertical
ftv1=(cos(0.5*pi.*sin(te1)))/cos(te1); % Dipolo de meia onda na vertical
ftv2=(cos(0.5*pi.*sin(te2)))/cos(te2); % Dipolo de meia onda na vertical
```

```

fth=1; % Dipolo de meia onda na horizontal
Etvn=ftv1./r1+abs(Gen).*(ftv2./r2).*exp(-i.*psien); % Campo total recebido na polarização vertical
Etv=abs(Etvn);
Etm=max(Etv);
Etva=Etv./Etm; % Campo total recebido; normalizado em relação ao máximo (vertical)
etva=20*log10(Etva); % Módulo do campo recebido polarização vertical em decibels
Fiv=angle(Etvn);
Fiv=180.*Fiv./pi; % Argumento do campo vertical recebido em graus
Ethn=fth./r1+abs(Ghn).*(fth./r2).*exp(-i.*psih); % Campo total recebido na polarização horizontal
Eth=abs(Ethn);
Ethm=max(Eth);
Etha=Eth./Ethm; % Campo total recebido; normalizado em relação ao máximo (horizontal)
etha=20*log10(Etha); % Módulo do campo recebido polarização horizontal em decibels
Fih=angle(Ethn);
Fih=180.*Fih./pi; % Argumento do campo horizontal recebido em graus

```

**%Programa para cálculo de desvanecimento para reflexão em terreno plano com variação da distância para 3 alturas distintas.**

```
% Dados de entrada
```

```

f=input('f='); % Frequência da portadora
sig=input('sig='); % Condutividade do solo
eps=input('eps='); % Constante dielétrica do solo
mu=input('mu='); % Permeabilidade relativa do solo
ht1=input('ht1='); % Altura da antena transmissora em relação ao primeiro nível
hr1=input('hr1='); % Altura da antena receptora em relação ao primeiro nível
ht2=input('ht2='); % Altura da antena transmissora em relação ao segundo nível
hr2=input('hr2='); % Altura da antena receptora em relação ao segundo nível
ht3=input('ht3='); % Altura da antena transmissora em relação ao terceiro nível
hr3=input('hr3='); % Altura da antena receptora em relação ao terceiro nível
do=input('do='); % Valor inicial da distância
m=input('m='); % Fator que determina a variação na distância
muo=(4*pi).*1e-7; % Permeabilidade do vácuo
eps0=8.854e-12; % Permissividade do vácuo
c=1./sqrt(muo.*eps0); % Velocidade da luz no vácuo
epss=eps.*eps0; % Permissividade do solo
mus=mu.*muo; % Permeabilidade do solo
w=2*pi*f; % Frequência angular da portadora
lam=c/f; % Comprimento de onda da portadora
heto=sqrt(muo/eps0); % Impedância intrínseca do vácuo
het1=sqrt(i*w*mus./(sig+i.*w.*epss)); % Impedância intrínseca do solo
d=linspace(do,m.*do,1000); % Distância entre as antenas
tt=d./c; % Duração do desvanecimento em relação a distância

```

```
% Comprimentos e tempos de cada trajeto
```

```

r11=sqrt(d.^2+(hr1-ht1).^2); %Raio entre a Tx e Rx direto do percurso 1
t11=r11/c; % Tempo de percurso no trajeto r11
r21=sqrt(d.^2+(ht1+hr1).^2); %Raio entre a Tx e Rx refletido do percurso 1
t21=r21/c; % Tempo de percurso no trajeto r21
r12=sqrt(d.^2+(hr2-ht2).^2); % Raio entre a Tx e Rx direto do percurso 2
t12=r12/c; % Tempo de percurso no trajeto r12
r22=sqrt(d.^2+(ht2+hr2).^2); % Raio entre a Tx e Rx refletido do percurso 2
t22=r22/c; % Tempo de percurso no trajeto r22
r13=sqrt(d.^2+(hr3-ht3).^2); % Raio entre a Tx e Rx direto do percurso 3
t13=r13/c; % Tempo de percurso no trajeto r13
r23=sqrt(d.^2+(ht3+hr3).^2); % Raio entre a Tx e Rx refletido do percurso 3
t23=r23/c; % Tempo de percurso no trajeto r23

```



```

% Cálculo dos coeficientes de reflexão

te31=atan((ht1+hr1)./d); % Ângulo em relação à horizontal para a antena imagem 1
dh1=abs(hr1-ht1);
te11=atan(dh1./d); % Ângulo em relação a horizontal para a antena real 1
te21=te31; % Ângulo de incidência no solo 1
te32=atan((ht2+hr2)./d); % Ângulo em relação à horizontal para a antena imagem 2
dh2=abs(hr2-ht2);
te12=atan(dh2./d); % Ângulo em relação a horizontal para a antena real 2
te22=te32; % Ângulo de incidência no solo 2
te33=atan((ht3+hr3)./d); % Ângulo em relação à horizontal para a antena imagem 3
dh3=abs(hr3-ht3);
te13=atan(dh3./d); % Ângulo em relação a horizontal para a antena real 3
te23=te33; % ângulo de incidência no solo 3

eeq=epss-i*60.*sig.*lam.*epso; % Permissividade complexa
xen1=sqrt(eeq./epso - (cos(te31)).^2);
xhn1=(epso./eeq).*xen1;
xen2=sqrt(eeq./epso - (cos(te32)).^2);
xhn2=(epso./eeq).*xen2;
xen3=sqrt(eeq./epso - (cos(te33)).^2);
xhn3=(epso./eeq).*xen3;
Gen1=(sin(te31)-xen1)/(sin(te31)+xen1); % Coef. de reflexão normal ao plano de incidência 1 (pol.
horizontal)
Ghn1=(sin(te31)-xhn1)/(sin(te31)+xhn1); % Coef. de reflexão paralelo ao plano de incidência 1 (pol.
vertical)
Gen2=(sin(te32)-xen2)/(sin(te32)+xen2); % Coef. de reflexão normal ao plano de incidência 2 (pol.
horizontal)
Ghn2=(sin(te32)-xhn2)/(sin(te32)+xhn2); % Coef. de reflexão paralelo ao plano de incidência 2 (pol.
vertical)
Gen3=(sin(te33)-xen3)/(sin(te33)+xen3); % Coef. de reflexão normal ao plano de incidência 3 (pol.
horizontal)
Ghn3=(sin(te33)-xhn3)/(sin(te33)+xhn3); % Coef. de reflexão paralelo ao plano de incidência 3 (pol.
vertical)
del1=4*pi*ht1*hr1./(lam.*d); % Defasagem entre a onda direta e refletida 1
del2=4*pi*ht2*hr2./(lam.*d); % Defasagem entre a onda direta e refletida 2
del3=4*pi*ht3*hr3./(lam.*d); % Defasagem entre a onda direta e refletida 3
psien1=del1+angle(Gen1); % Argumento total para a polarização horizontal 1
psihn1=del1+angle(Ghn1); % Argumento total para a polarização vertical 1
psien2=del2+angle(Gen2); % Argumento total para a polarização horizontal 2
psihn2=del2+angle(Ghn2); % Argumento total para a polarização vertical 2
psien3=del3+angle(Gen3); % Argumento total para a polarização horizontal 3
psihn3=del3+angle(Ghn3); % Argumento total para a polarização vertical 3

ftv11=(cos(0.5*pi.*sin(te11)))/cos(te11); % Dipolo de meia onda na vertical direto 1
ftv21=(cos(0.5*pi.*sin(te21)))/cos(te21); % Dipolo de meia onda na vertical imagem 1
ftv12=(cos(0.5*pi.*sin(te12)))/cos(te12); % Dipolo de meia onda na vertical direto 2
ftv22=(cos(0.5*pi.*sin(te22)))/cos(te22); % Dipolo de meia onda na vertical imagem 2
ftv13=(cos(0.5*pi.*sin(te13)))/cos(te13); % Dipolo de meia onda na vertical direto 3
ftv23=(cos(0.5*pi.*sin(te23)))/cos(te23); % Dipolo de meia onda na vertical imagem 3
fth=1; % Dipolo de meia onda na horizontal.

%Campo para a onda na polarização vertical

Etn1=ftv11./r11+abs(Ghn1).*(ftv21./r21).*exp(-i.*psihn1);
Etn2=ftv12./r12+abs(Ghn2).*(ftv22./r22).*exp(-i.*psihn2);
Etn3=ftv13./r13+abs(Ghn3).*(ftv23./r23).*exp(-i.*psihn3);
Etn=Etn1+Etn2+Etn3;
Etv=abs(Etn);

```

```

Etvmax=max(Etv);
Etv=Etvm/Etvmax; % Campo total recebido, normalizado em relação ao máx. Vertical
etva=20*log10(Etv);
Fiv=angle(Etv);
Fiv=180.*Fiv./pi; % Argumento do campo recebido na vertical

%Campo para a onda na polarização horizontal

Ethn1=fth./r11+abs(Gen1).*(fth./r21).*exp(-i.*psien1);
Ethn2=fth./r12+abs(Gen2).*(fth./r22).*exp(-i.*psien2);
Ethn3=fth./r13+abs(Gen3).*(fth./r23).*exp(-i.*psien3);
Ethn=Ethn1+Ethn2+Ethn3;
Ethna=abs(Ethn);
Ethma=max(Ethna);
Etha=Ethna./Ethma;% Campo total recebido, normalizado em relação ao máx. Horizontal
etha=20*log10(Etha);
Fih=angle(Ethn);
Fih=180.*Fih./pi; % Argumento do campo na horizontal

```

## A2. Programa para o cálculo do desvanecimento plano e seletivo

**% Cálculo do pulso retangular transmitido e sua transformada de Fourier, da função de transferência do canal e a resposta do sinal no domínio da frequência e no tempo.**

```

ta=input('ta='); % Duração do pulso
fc=input('fc='); % Frequência de corte do canal
wc=2*pi*fc;% Frequência angular de corte do canal
T=1/wc;
te=linspace(-0.75*ta,-0.5*ta,1000);%Pulso enviado, 0 quando menor que -ta/2
b=0.*te;
ti=linspace(-0.5*ta,0.5*ta,1000);%Pulso enviado, igual a unidade quando fica entre -ta/2 e ta/2
b=0.*te;
c=1.*ti./ti;
to=linspace(0.5*ta,0.75*ta,800);%Pulso enviado, 0 quando maior que ta/2
b=0.*te;
d=0*to;
plot(ti,c); % Figura do pulso retangular
pause
x=linspace(-8*wc,8*wc,1000);
yh=linspace(0.1*wc,3*wc,1000);
y=(ta/(2*pi)).*(sin(x.*ta./2)./(x.*ta./2)); % Transf. do pulso no domínio da frequência
ya=abs(y);
yam=max(ya);
yn=ya./yam;
plot(x,yn); % Figura da transformada do pulso no domínio da frequência normalizada em relação ao máximo
pause
z=j.*xh.*T;
hi=1./(1+z);
h=1./sqrt(1+(abs(z)).^2); % Função de transferência do canal
hd=20.*log10(h); % Função de transferência do canal, expressa em dB.
xi=-atan(abs(z));
xg=180.*xi./pi;
semilogx(xh,hd); % Figura da função de transferência do canal onde a distância é em escala logarítmica e a amplitude em decibels.
pause
semilogx(xh,xg); % Figura do argumento do canal com distância em escala logarítmica e a fase em graus
pause

```

```

r=y.*hi; % Função de transferência do canal X Pulso na frequência
ra=abs(r);
ram=max(ra);
ran=ra./ram; % Resposta normalizada
plot(x,ran) % Figura da resposta normalizada
pause
rf=180.*angle(r)./pi;
plot(x,rf) % Figura do argumento da resposta em graus
pause

% Cálculo da transformada inversa de Fourier

p=1;
for tn=-0.5*ta:ta/101:2*ta;
    t(p)=tn;
    m=1;
    wmim=-0.2*wc;
    wmax=5*wc;
    for w=wmim:wc/100:wmax;
        num=sin(w.*ta/2).*exp(i.*w.*tn); % Numerador da integral da transformada inversa de Fourier
        dem=(w.*ta./2).*(1+i.*w./wc); % Denominador da integral da transf. inversa de Fourier
        int(m)=(num./(dem+eps)).*wc/101; % Integral da inversa da transf. de Fourier
        m=m+1;
    end
    fs(p)=(ta./2*pi).*sum(int); % Transformada inversa de Fourier
    fsa=abs(fs);
    fsm=max(fsa);
    fsn=fsa./fsm;
    p=p+1;
end
plot(t,fsn) % Figura do módulo da resposta em função do tempo

```

### **A3. Programa para o cálculo do efeito Doppler-Fizeau em relação a velocidade do móvel**

% Cálculo do efeito Doppler-Fizeau em relação a velocidade do móvel

Clear all

```

N=input('N='); % Número de multipercursos
f=input('f='); % Frequência da portadora
v=input('v='); % Velocidade do móvel em km/h
tmax=input('t='); % Duração do multipercurso em segundos
v=v*1000/3600; % Velocidade em m/s
wc=2*pi*f; % Frequência angular Doppler-Fizeau
wm=wc*v/3e8; % Máximo desvio Doppler-Fizeau

```

% Cálculo do sinal recebido

```

p=1;
for t=tmax/1000:tmax/1000:tmax+eps
    ta(p)=t;
    q=1;
    for n=1:N
        teta=2*pi*n/N; % Ângulo de chegada no objeto em movimento
        wn=wm*cos(teta); % Frequência angular devido ao efeito Doppler-Fizeau
        fi=pi*n/(N+1); % Fase aleatória do sinal recebido
        ec=cos(wn.*t+fi);
        es=i*sin(wn.*t+fi);
    end
end

```

```
    em(q)=ec+es; % Amplitude individual do sinal resultante
    q=q+1;
end
E(p)=sum(em); % Amplitude do sinal resultante
ema(p)=abs(E(p));
tf(p)=180*(angle(E(p)))./pi;
emax=max(ema);
epr(p)=ema(p)./emax;
epd(p)=20.*log10(epr(p)); % Parte real do sinal recebido em decibels
p=p+1;
end
```

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ANDREWS, Larry C. – *Special functions of mathematics for engineers*. 2<sup>nd</sup>. Ed.. Bellingham, SPIE Press, 1998.
- AULIN T. - Characteristics of a digital mobile radio channel, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **30**(4)45-53, May 1981.
- BALANIS, Constantine A. – *Antenna theory: analysis and design*. 2<sup>nd</sup> Ed.. New York, John Wiley, 1997.
- BLAUNSTEIN, Nathan – *Radio Propagation in Cellular Networks*. Boston, Artech House, 2000.
- BOSCH, Frederico - Simulating rayleigh fading with MATLAB. *Applied microwave & Wireless*, 66-69, Oct. 2001
- BRAUN, W. R. and DERSCH, U. – A physical mobile radio channel model. *IEEE Transaction Vehicular Technology*, **40**(2): 472-482, May, 1991
- BULLINGTON, K. A. - Transmission loss in radio propagation. *Proc. IRE*, **41** (1):146-152, Jan, 1953
- CLARKE, R. H. – A Statistical Theory of Mobile-Radio Reception. *Bell System Technical J.*, **1**(47):957-1000, Jul.—Aug., 1968.
- COLLIN, Robert E. – *Field theory of guided waves*. New York, McGraw-Hill, 1960.
- DEYGOUT, Jaques - Multiple knife-edge diffraction of microwaves. *IRE Trans Antennas Propagation*, **14**(7):480-489, Jul., 1966
- DOUBLE, J. – *Introduction to radio propagation for fixed and mobile communications*. Norwood, Artech House, 1996
- FRIIS, H. T. – A note on a simple transmission formula. *Proc. IRE*, **34**(5):254-256, May, 1946.
- GRIFFITHS, John – *Radio wave propagation andand: an introduction*. Englewood Cliffs, Prentice-Hall, 1987
- HALLIDAY, D. e RESNICK, R. – *Física*. Trad. de Euclides Cavallari e Bento Afini Júnior. Rio de Janeiro, Ao Livro Técnico, 1966. 2v.
- HANSEN, F e FINN, I.– Mobile Fading – Rayleigh and Log-normal Superimposed. *IEEE Transactions on Vehicular Tech.*, **26**(4):332-335, Nov. 1977

- HSU, Hwei P. – *Análise de Fourier*. Trad. Paulo Ivo de Queiroz. Rio de Janeiro, Livros Técnicos e Científicos, 1973
- JAKES, W. C – *Microwave communications engineering*, McGraw-Hill, New York, 1982.
- KAZIMIER, S. – *Radiowave propagation and antennas for personal communications*. 2<sup>nd</sup>. Ed., Norwood, Artech House, 1998.
- KRAUS, John D. – *Electromagnetics*. 4<sup>th</sup>. Ed.. New York, McGraw-Hill, 1992.
- LEE, William C. Y. – *Mobile cellular telecommunications: analog and digital systems*. 2<sup>nd</sup>.Ed., New York, McGraw-Hill, 1995.
- LIPSCHUTZ, Feymour – *Probabilidade*, 4<sup>o</sup> Ed.. Trad. De Ruth Ribas Itacarabi. São Paulo, Makon Books, 1994.
- LOYOLA, S. e KOUKI, A – Using two ray multipath model for microwave link budget analysis. *IEEE Antenas and Propagation Magazine*, **43**(5):31-36, Oct,2001
- NAKAGAMI, M. – The m-distribution – A general formula of intensity distribution of rapid fading, in Statistical Methods in Radio Wave Propagation. *W. C. Hoffman* Ed. Elmsford, Pergamon, 1960.
- PAPOULIS, A – *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, McGraw-Hill, 3<sup>th</sup>, Boston, 1991
- PARSONS. J. D. – *Mobile radio propagation Channel*. 2<sup>nd</sup>. Ed.. Chichester, John Wiley, 2000.
- PICQUENARD, Armel – *Radio wave propagation*. London, Macmillan, 1974.
- PROAKIS, John G. – *Digital communications*, McGraw Hill, 4<sup>th</sup>. Ed., New York, 2000.
- RAMO, S., WHINNERY, J. R. and VAN DUZER, T. – *Fields and waves in communication electronics*. 3<sup>rd</sup>. Ed., New York, John Wiley, 1994.
- RAPPAPORT, Theodore S. – *Wireless Communications*. Englewood Cliffs, Prentice, Hall, 1996.
- Recommendation ITU-R P.1407 – *Multipath Propagation and Parameterization of its Characteristics*, 1999
- Recommendation ITU-R PN.1057 – *Probability distributions relevant to radiowave propagation modelling*, 1994.
- REED, H. R. and RUSSEL, C. M. – *Ultra high frequency propagation*. 2<sup>nd</sup>. Ed., London, Chapman & Hall, 1965.
- RIBEIRO, J. A. J. – *Princípios de propagação das ondas eletromagnéticas*, Inatel, Santa Rita do Sapucaí, 2001
- RICE, S. O.- Statistical properties of a sine wave plus random noise. *Bell System Tech. J.*, **27**(1):109-157, Jan., 1948.
- ROHDE&SCHWARZ- *SMIQ as fading simulator for external signal*, Munich, Rohde&Schwarz, 2000

- SHEIKH A. U., HANDFORTH M., and ABDI M.- Indoor mobile radio channel at 956 MHz: measurements and modeling, , *IEEE Transactions on Vehicular Technology Conference. (VTC'93)* 73-76 May 1993
- SKLAR, Bernard - Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems. Part I: Characterization. *IEEE Communications Magazine*, 136-146, Sep. 1997.
- SKLAR, Bernard. - *Digital communications: fundamentals and applications*, 2<sup>nd</sup>. Prentice Hall, New York, 2001
- STEELE, Raymond – *Introduction to digital cellular radio*. In: STEELE, R. and HANZO, L., Eds. – *Mobile radio communications*. 2<sup>nd</sup>.Ed., Chichester, John Wiley, 1999.
- SUSUKI, Hirofumi – A Statistical model for Urban Radio Propagation. *IEEE Transactions on Vehicular Tech.*, **25**(7):673-680, Jul. 1977.
- USCINSKI. B.J. –*The Elements of Wave Propagation in Random Media*. New York, McGraw-Hill, 1977.
- YACOUB, Michel D. – General fading distributions. *Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, **17**(1):1-13, Jun.,2002.
- YACOUB, Michel D. – *Foundations of mobile radio engineering*, Boca Raton, CRC Press, 1993.