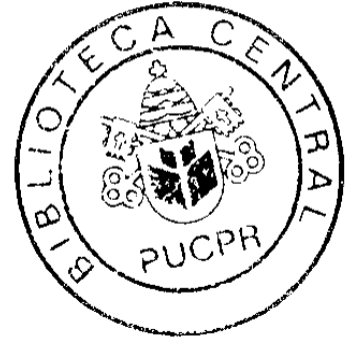


Allan Karly Luizi



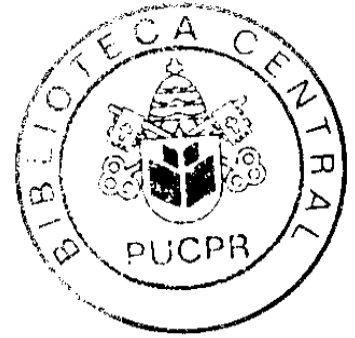
Plataforma de Simulação Para Canais de Rádio Móvel

Dissertação apresentada à
Pontifícia Universidade Católica do Paraná
para a obtenção do título de Mestre em
Informática Aplicada.

Curitiba
2003



Allan Karly Luizi



Plataforma de Simulação Para Canais de Rádio Móvel

Dissertação apresentada à
Pontifícia Universidade Católica do Paraná
para a obtenção do título de Mestre em
Informática Aplicada.

Área de Concentração:
Sistemas de Comunicação

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz
Co-orientadora: Profa. Dra. Nelcy Keffer Caminã

Curitiba
2003

Luizi, Allan Karly

Plataforma de Simulação para Canais de Rádio Móvel. Curitiba, 2003.

113 p.

Dissertação(Mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Paraná.
Programa de Pós-Graduação em Informática Aplicada.

1. Canal de Rádio 2. Desvanecimento 3. Simulação 4. Propagação.
I. Pontifícia Universidade Católica do Paraná. Centro de Ciências Exatas e de
Tecnologia. Programa de Pós-Graduação em Informática Aplicada II-t



ATA DA SESSÃO PÚBLICA DE DEFESA DE DISSERTAÇÃO DE MESTRADO
DO PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM INFORMÁTICA APLICADA
DA PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO PARANÁ

DEFESA DE DISSERTAÇÃO Nº 084

Aos 29 dias do mês de agosto de 2003 realizou-se a sessão pública de defesa da dissertação **“Plataforma de Simulação para Canais de Rádio Móvel”**, apresentado por **Allan Karly Luiz** como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Informática Aplicada**, perante uma Banca Examinadora composta pelos seguintes membros:

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz
PUCPR (Orientador)

assinatura

APROVADO

parecer (aprova/reprov.)

Profª. Drª. Nelcy K. Camiña
PUCPR (Co-orientadora)

Nelcy Camiña

aprovado

Prof. Dr. Sandro A. Fasolo
INATEL

Sandro A. Fasolo

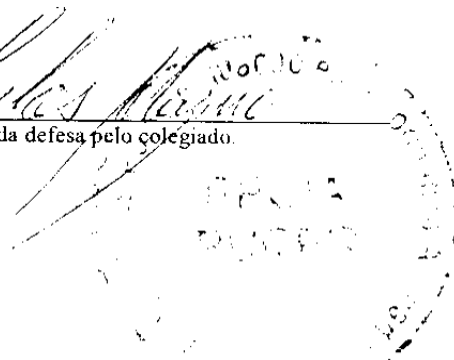
APROVADO

Prof. Dr. Luiz A. P. Lima Junior
PUCPR (Suplente)

Conforme as normas regimentais do PPGIA e da PUCPR, o trabalho apresentado foi considerado APROVADO (aprovado/reprovado), segundo avaliação da maioria dos membros desta Banca Examinadora. Este resultado está condicionado ao cumprimento integral das solicitações da Banca Examinadora, conforme registrado no Livro de Defesas do programa.

Prof. Dr. Carlos Maziero
Diretor do PPGIA PUCPR

15/09/03 Carlos Maziero
Data e assinatura, após homologação da defesa pelo colegiado.



Dedico esta dissertação a minha querida mãe que sempre esteve a meu lado me apoiando e incentivando e nunca me deixou desistir de tudo.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus que sempre esteve junto a mim e nunca me abandonou para que eu concluí-se esta dissertação e também a minha querida mãe (a que mais me incentivou nesta dissertação) e a meu querido pai o qual batalhou muito no início do mestrado para que eu concluí-se o mesmo. E é claro que não posso se esquecer de meus orientadores, a Prof^ª. Dr^ª. Nelcy Keffer Camiña que me auxiliou muito no início da dissertação com textos e idéias sobre o tema e ao Prof. Dr^º. Marcelo Eduardo Pellenz este que me ajudou muito e com toda certeza se não fosse a sua ajuda teria muita dificuldades para a conclusão da mesma. A eles sou muito grato por toda a ajuda e que Deus ilumine suas vidas.

Obrigado a todos vocês pela ajuda e compreensão durante todo este tempo.

Sumário

Sumário.....	vi
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tabelas.....	x
Lista de Símbolos.....	xi
Lista de Abreviaturas.....	xiv
Resumo.....	xv
Abstract.....	xvi
 Capítulo 1	
Introdução.....	17
1.1. Desafio.....	17
1.2. Motivação.....	17
1.3. Proposta.....	18
1.4. Contribuição.....	18
1.5. Organização.....	19
 Capítulo 2	
Efeitos do Canal de Rádio.....	21
2.1. Linha de Visada, Caminho Direto e Caminho de Linha de Visada.....	23
2.2. Modelos de Propagação.....	24
2.3. Modelos Teóricos de Perda de Percurso.....	26
2.3.1 Modelo de Propagação de Espaço Livre.....	26
2.4. Modelo de Perda de Percurso “Log-Distance”.....	29
2.5. Propagação em Terreno Plano.....	30
2.6. Modelos Empíricos de Perda de Percurso.....	31
2.6.1 Modelo de Hata.....	31
2.6.2 Extensão do Modelo de Hata.....	32
 Capítulo 3	
Modelos Probabilísticos.....	33
3.1. Introdução.....	33
3.2. Modelo Rayleigh.....	34
3.2.1 Taxa de Cruzamento de Nível.....	36
3.2.2 Duração Média do Desvanecimento.....	37
3.3. Modelo Rice.....	37

Sumário

Sumário.....	vi
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tabelas.....	x
Lista de Símbolos.....	xi
Lista de Abreviaturas.....	xiv
Resumo.....	xv
Abstract.....	xvi
 Capítulo 1	
Introdução	17
1.1. Desafio.....	17
1.2. Motivação.....	17
1.3. Proposta.....	18
1.4. Contribuição.....	18
1.5. Organização.....	19
 Capítulo 2	
Efeitos do Canal de Rádio	21
2.1. Linha de Visada, Caminho Direto e Caminho de Linha de Visada.....	23
2.2. Modelos de Propagação.....	24
2.3. Modelos Teóricos de Perda de Percurso.....	26
2.3.1 Modelo de Propagação de Espaço Livre.....	26
2.4. Modelo de Perda de Percurso “Log-Distance”.....	29
2.5. Propagação em Terreno Plano.....	30
2.6. Modelos Empíricos de Perda de Percurso.....	31
2.6.1 Modelo de Hata.....	31
2.6.2 Extensão do Modelo de Hata.....	32
 Capítulo 3	
Modelos Probabilísticos	33
3.1. Introdução.....	33
3.2. Modelo Rayleigh.....	34
3.2.1 Taxa de Cruzamento de Nível.....	36
3.2.2 Duração Média do Desvanecimento.....	37
3.3. Modelo Rice.....	37

3.3.1 Taxa de Cruzamento de Nível.....	38
3.3.2 Duração Média do Desvanecimento.....	39
3.4. Modelo Nakagami.....	39
3.4.1 Taxa de Cruzamento de Nível.....	40
3.4.2 Duração Média do Desvanecimento.....	41
3.5. Modelo Log-Normal.....	41
3.6. Sombreamento.....	42
3.6.1 Modelo Rayleigh Sombreado (Modelo de Suzuki).....	43
3.6.2 Modelo Nakagami Sombreado.....	44
3.6.3 Modelo Rice Sombreado.....	44
3.7. Comparação entre os Modelos Nakagami e Rice.....	45
Capítulo 4	
Implementação do Simulador	47
4.1. Modelos de Perda de Percurso.....	47
4.2. Simulação do Desvanecimento Rayleigh.....	50
4.2.1 Simulação do Método de Espectro.....	51
4.2.2 Método do Espectro de Smith.....	62
4.3. Simulação do Desvanecimento Rice.....	64
4.4. Simulação do Desvanecimento de Nakagami-m.....	70
4.4.1 Método de Simulação 1.....	70
4.4.2 Método de Simulação 2.....	76
4.5. Simulação do Sombreamento.....	79
4.6. Estrutura do Simulador.....	80
4.6.1 Descrição dos Métodos do Simulador.....	80
4.6.2 Descrição das Classes.....	81
Capítulo 5	
Resultados	85
5.1. Introdução.....	85
5.2. Desvanecimento Rayleigh.....	85
5.3. Desvanecimento Rice.....	88
5.4. Desvanecimento Nakagami.....	91
Capítulo 6	105
Modelos Discretos de Canal	
6.1. Introdução.....	105
6.2. Modelos de Markov.....	106
6.3. Geração Computacional dos Modelos.....	107
6.4 Considerações Finais.....	109
Capítulo 7	
Conclusão	110
Referências Bibliográficas	112

Lista de Figuras

Figura 2.1	Média Local.....	22
Figura 2.2	Potência Recebida em Função do Tempo.....	22
Figura 2.3	Potência Recebida em Função da Distância.....	23
Figura 2.4	Perda de Percurso.....	25
Figura 2.5	Componentes da propagação em Terreno Plano.....	30
Figura 3.1	Exemplo do Espectro Doppler.....	36
Figura 4.1	Tela Seleção do modelo da Perda de Percurso	47
Figura 4.2	Tela do Modelo de Hata.....	48
Figura 4.3	Simulando o Modelo de Hata	49
Figura 4.4	Tela do Modelo Log-Distance.....	49
Figura 4.5	Simulando o Modelo Log-Distance.....	50
Figura 4.6	Método do Filtro.....	51
Figura 4.7	Componente em fase do Processo Gaussiano Complexo.....	52
Figura 4.8	Componente em Quadratura do Processo Gaussiano Complexo.....	53
Figura 4.9	Espectro Doppler Amostrado.....	54
Figura 4.10	Espectro Doppler Amostrado para IFFT.....	54
Figura 4.11	Representação do Vetor de Amostras do Espectro Doppler.....	55
Figura 4.12	Representação do Vetor de Amostras do Espectro Doppler.....	55
Figura 4.13	Representação do Vetor de Amostras do Espectro Doppler.....	56
Figura 4.14	Espectro Doppler Amostrado.....	57
Figura 4.15	Espectro Doppler Amostrado.....	57
Figura 4.16	Tela de Seleção do Modelo de Rayleigh.....	58
Figura 4.17	Tela do Modelo de Rayleigh do Método do Espectro.....	58
Figura 4.18	Tela de Preenchimento do Botão Exemplo do Método do Espectro.....	59
Figura 4.19	Tela do Modelo Rayleigh Após Execução da Simulação.....	59
Figura 4.20	Tela do Simulador do Desvanecimento Rayleigh.....	60
Figura 4.21	Gráfico da Densidade de Probabilidade do Método do Espectro.....	61
Figura 4.22	Tela das Estatísticas do Método do Espectro.....	62
Figura 4.23	Implementação no Domínio da Frequência Rayleigh em Banda Base.....	63
Figura 4.24	Diagrama da Distribuição Rice.....	64
Figura 4.25	Tela para Seleção do Modelo Rice.....	65
Figura 4.26	Tela do Modelo Rice.....	66
Figura 4.27	Tela de Preenchimento do Botão Executar do Método de Rice.....	66
Figura 4.28	Tela do Modelo Rice Após a Simulação.....	67
Figura 4.29	Tela do Desvanecimento Rayleigh para o Modelo Rice.....	68
Figura 4.30	Gráfico da Densidade de Probabilidade do Modelo Rice.....	68
Figura 4.31	Tela das Estatísticas do Modelo Rice.....	69
Figura 4.32	Método de Simulação 1 Nakagami.....	71
Figura 4.33	Tela de Seleção Nakagami.....	71
Figura 4.34	Tela do Modelo de Nakagami.....	72
Figura 4.35	Tela de Preenchimento do Botão Executar do Método de Nakagami.....	73
Figura 4.36	Tela do Modelo Nakagami Após a Simulação.....	73
Figura 4.37	Tela do Desvanecimento Rayleigh para o Modelo Rice.....	74
Figura 4.38	Gráfico da Densidade de Probabilidade do Modelo Nakagami de Yacoub.....	75

Figura 4.39	Tela das Estatísticas do Modelo Nakagami do Modelo de Yacoub.....	76
Figura 4.40	Diagrama de Blocos do Método de Simulação Nakagami.....	77
Figura 4.41	Gráfico da Densidade de Probabilidade do Modelo Nakagami de Beaulieu	78
Figura 4.42	Tela das Estatísticas do Modelo Nakagami do Modelo de Beaulieu.....	78
Figura 4.43	Diagrama de Blocos para Simulação Log-Normal.....	79
Figura 4.44	Método para Sombreamento do Sinal.....	79
Figura 4.45	Estrutura do Simulador.....	80
Figura 5.1	Desvanecimento Rayleigh para $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h , $f_s = 4096$	86
Figura 5.2	Função densidade de probabilidade (pdf).....	86
Figura 5.3	Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Rayleigh....	87
Figura 5.4	Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Rayleigh.....	87
Figura 5.5	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Rayleigh.....	88
Figura 5.6	Desvanecimento Rice para $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$ e $k = 6$ dB	89
Figura 5.7	Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Rice.....	89
Figura 5.8	Função distribuição acumulada de probabilidade (cpdf) de Rice.....	90
Figura 5.9	Taxa de cruzamento de nível (LCR) de Rice.....	90
Figura 5.10	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Rice.....	91
Figura 5.11	Desvanecimento Nakagami $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$ e $m = 0,5$	92
Figura 5.12	Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami.....	92
Figura 5.13	Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami..	93
Figura 5.14	Taxa de cruzamento de nível (LCR) de Nakagami.....	93
Figura 5.15	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami.....	94
Figura 5.16	Desvanecimento Nakagami $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$ e $m = 1,5$	94
Figura 5.17	Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami.....	95
Figura 5.18	Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami..	95
Figura 5.19	Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami.....	96
Figura 5.20	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami.....	96
Figura 5.21	Desvanecimento Nakagami - $m = 0,65$ de Nakagami.....	97
Figura 5.22	Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami.....	97
Figura 5.23	Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami..	98
Figura 5.24	Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami.....	98
Figura 5.25	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami.....	99
Figura 5.26	Desvanecimento Nakagami - $m = 0,75$	99
Figura 5.27	Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami.....	100
Figura 5.28	Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami..	100
Figura 5.29	Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami.....	101
Figura 5.30	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami.....	101
Figura 5.31	Desvanecimento Nakagami - $m = 3,0$	102
Figura 5.32	Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami.....	102
Figura 5.33	Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami..	103
Figura 5.34	Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami.....	103
Figura 5.35	Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami.....	104

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Expoentes para a Perda de Percurso para Ambientes Diferentes.....	30
Tabela 2.2	Parâmetros da Extensão COST-231.....	32
Tabela 3.1	Interpretação Física das Estatísticas.....	35
Tabela 4.1	Classes do Simulador.....	84
Tabela 6.1	Intervalo de SNR.....	107
Tabela 6.2	Probabilidade de ocupação dos estados.....	108
Tabela 6.3	Matrizes de transição de estados.....	108
Tabela 6.4	Matrizes de transição de estados.....	108

Lista de Símbolos

L	Perda de percurso
P_r	Potência recebida
P_t	Potência transmitida
d	Distância entre antena transmissora e receptora
G_t	Ganho da antena transmissora
G_r	Ganho da antena receptora
λ	Comprimento da onda
A_e	Abertura efetiva da antena
f	Frequência da portadora em Hertz
ω_c	Frequência da portadora em radianos/s
c	Velocidade da luz
D	Maior dimensão linear física da antena
d_f	Distância de Fraunhofer
E_t	Campo elétrico total
E_r	Componente refletida no terreno
E_{LOS}	Componente de caminho de linha de visada
h_t	Altura da antena transmissora
h_r	Altura da antena receptora
$\bar{L}_{urb}$	Perda de percurso em áreas urbanas
$\bar{L}_{sub}$	Perda de percurso em áreas suburbanas
$\bar{L}_{rur}$	Perda de caminho para áreas rurais
$A(h_r)$	Fator de correção para a altura da antena móvel
r	Envoltória do sinal de rádio móvel
$p(r)$	Função Densidade de probabilidade da envoltória
$\sqrt{2}\sigma$	Valor RMS da envoltória (tensão)
$\bar{w}$	Potência média do sinal

w	Potência instantânea do sinal
$P(R_0)$	Função de distribuição de cumulativa
$\bar{r}$	Nível DC da envoltória
$E[r^2], 2\bar{w}, 2\sigma^2$	Valor médio quadrático do sinal
$\text{var}(\cdot)$	Variância
$\sqrt{E[r^2]}$	Valor RMS da envoltória
$\angle r(t)$	Fase do sinal recebido
$R_{rr}(\tau)$	Correlação no tempo do processo $r(t)$
f_m	Máximo desvio Doppler
v	Velocidade do veículo
K_0	Constante
K	Fator Rice dado em decibéis
k	Amplitude de pico da componente de sinal dominante
$S_{rr}(f)$	Espectro Doppler
R	Envoltória do sinal de rádio móvel dada em decibéis
R_0	Nível de sinal
$N(R_0)$	Taxa de cruzamento de nível
$p(R_0, \dot{r})$	Função densidade de probabilidade conjunta de R e $\dot{r}$
$\dot{r}$	Derivada no tempo de r
ρ	Relação entre nível especificado e a amplitude RMS da envoltória
n_R	Taxa de cruzamento de nível normalizada
$\tau(R_0)$	Duração média dos desvanecimentos
$I_0(\cdot)$	Função de Bessel modificada de ordem zero e primeiro tipo
$I_0(\alpha)$	Função de Bessel modificada de ordem zero
$I_1(\alpha)$	Função de Bessel modificada de ordem um
$\Gamma(\alpha)$	Função Gama
m	Grau de desvanecimento de distribuição Nakagami
$\Gamma(a, b)$	Função Gama incompleta
$\tilde{R}$	Média em decibéis da envoltória R

$\bar{R}$	Média em decibéis da envoltória r
$\tilde{r}$	Média expressa em unidades naturais da envoltória
σ_R	Desvio padrão em decibéis da envoltória
C	Constante
r'	Media local da envoltória expressa em unidades naturais
$y(t)$	Sinal em banda Passante
$r_l(t), r_o(t)$	Processos Gaussianos aleatórios independentes
$h_r(t)$	Resposta ao Impulso do filtro
t_{sim}	Tempo total de simulação
f_C	Frequência da portadora
f_S	Frequência de amostragem
N	Número total de amostras da simulação
$G(f)$	Processo Gaussiano no domínio da frequência
$F_{Rayleigh}(r)$	Função da distribuição acumulada de probabilidade da variável aleatória Rayleigh
$F_{Nakagami}(r)$	Função da distribuição acumulada de probabilidade da variável aleatória Nakagami-m
u	Variável aleatória uniforme
$S_{gg}(f)$	Espectro do processo distribuído normalizado
$J_{1/4}$	Função de Bessel de ordem $1/4$

Lista de Abreviaturas

EIRP	<i>Effective Isotropic Radiated Power</i>
ERP	<i>Effective Radiated Power</i>
LCD	<i>Level Crossing Rate</i>
AFD	<i>Average Fade Duration</i>
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
IFFT	<i>Inverse Fast Fourier Transform</i>

Resumo

Neste trabalho desenvolvemos uma plataforma de simulação para canais de rádio móvel, constituída por uma biblioteca de modelos para aplicação no estudo, projeto e análise de desempenho de sistemas de comunicação sem fio e de comunicações móveis. A biblioteca de modelos foi implementada a partir de modelos empíricos e modelos teóricos probabilísticos de propagação. Os modelos probabilísticos foram implementados utilizando diferentes metodologias recentemente propostas na literatura. O simulador desenvolvido também permite a geração de modelos discretos do canal de rádio. Os modelos discretos são apropriados para a simulação de desempenho de protocolos em redes móveis e redes sem fio. A implementação do simulador foi feita em linguagem orientada a objetos de alto nível, permitindo a fácil alteração e inclusão de novos modelos, e grande portabilidade para utilização conjunta com outras ferramentas de simulação.

Palavras-Chaves: canal de rádio, desvanecimento, simulação, modelos discretos.

Abstract

In this work was developed a simulation tool for mobile radio channels, constituted by a model library for application in the study, design and performance analysis of wireless and mobile communication systems. The models library was implemented using empirical and probabilistic propagation models. The probabilistic models were implemented using different methodologies proposed in the literature. The simulator was also developed to allow the generation of discrete radio channel models. The discrete models are appropriated for performance evaluation of protocols in mobile and wireless networks. The simulator was implemented in a high level object oriented language implemented, allowing the easy modification or inclusion of new models, and great portability for utilization jointly with other simulation tools.

Keywords: radio channel, fading, simulation, discrete models.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Desafio

A utilização de ferramentas de simulação no estudo, projeto e análise de desempenho de sistemas de comunicação é fator crucial no contexto atual de pesquisa e desenvolvimento em telecomunicações, devido as grandes benefícios em termos de custo e flexibilidade. Os fundamentos teóricos dos modelos de propagação para canais de rádio móvel já estão estabelecidos na literatura. Diferentes estratégias de simulação também tem sido propostas para os modelos clássicos. Diversas ferramentas de simulação já incluem modelos clássicos de simulação para canais de rádio, como por exemplo o modelo Rayleigh. Contudo, estas ferramentas são restritas a *softwares* comerciais e não possibilitam a integração com programas de simulação implementados para outras aplicações, que necessitem da modelagem do canal de rádio. Neste sentido, a proposta do trabalho é implementar os modelos clássicos, utilizando além dos métodos de simulação de exemplos, também métodos novos propostos recentemente na literatura, mas que ainda não foram incorporados nas ferramentas clássicas de simulação disponíveis no mercado.

1.2 Motivação

Devido à necessidade de validar novas técnicas de codificação e modulação desenvolvidas para aprimorar os sistemas de comunicação sem fio e de comunicações móveis, torna-se necessário utilizar modelos de simulação para o canal de rádio. O uso de simulação se justifica pela necessidade de testar estas novas técnicas sem a implementação prática das mesmas em *hardware*, diminuindo assim, o custo de desenvolvimento de novos projetos. A simulação do canal de rádio, portanto, se torna uma ferramenta fundamental para o estudo,

desenvolvimento e avaliação de desempenho de novos sistemas. Portanto, a motivação principal deste trabalho é a necessidade de uma biblioteca de modelos para canais de rádio, implementada de forma eficiente, de fácil utilização e portabilidade e que incorpore os principais modelos de canal propostos na literatura.

1.3 Proposta

A proposta deste trabalho é o desenvolvimento de uma plataforma de simulação para canais de rádio móvel, contendo uma biblioteca de modelos para aplicação no estudo, projeto e análise de sistemas de comunicação sem fio. O simulador deve incorporar modelos de perda de percurso empíricos e analíticos para predição da potência média recebida a uma dada distância do transmissor. Os modelos clássicos de perda de percurso são os modelos de Hata e Log-Distance. O desvanecimento rápido do sinal de rádio móvel é descrito por modelos probabilísticos, dos quais os modelos Rayleigh, Rice e Nakagami-m serão implementados. O desenvolvimento de uma biblioteca de modelos possibilitará a simulação eficiente do comportamento de canais reais, englobando diferentes situações práticas de transmissão.

A eficiência dos modelos implementados será verificada comparando-se resultados de simulação com os resultados obtidos a partir de modelos analíticos. Os critérios de comparação e validação são a função densidade de probabilidade, função distribuição de probabilidade, taxa de cruzamento de nível e duração média dos desvanecimentos.

1.4 Contribuição

Neste trabalho desenvolvemos uma plataforma de simulação para canais de rádio móvel, constituída por uma biblioteca de modelos para aplicação no estudo, projeto e análise de desempenho de sistemas de comunicação sem fio e de comunicações móveis. A biblioteca de modelos foi implementada a partir de modelos de propagação empíricos, teóricos e probabilísticos. Os métodos de simulação dos modelos probabilísticos são detalhadamente apresentados. Alguns modelos foram implementados utilizando diferentes metodologias propostas na literatura, permitindo uma comparação dos métodos de simulação. A implementação do simulador foi feita em linguagem C++ orientada a objetos, permitindo a

fácil alteração e inclusão de modelos, e grande portabilidade para utilização da biblioteca conjuntamente com outras ferramentas de simulação. O simulador também incorpora a geração de modelos discretos de canal, que tem grande aplicabilidade na simulação de protocolos de comunicação em canais de rádio.

1.5 Organização

No Capítulo 2 é dada uma prévia sobre a parte dos efeitos de canais de rádio que podem ocorrer durante uma transmissão, o modo como o sinal pode se comportar entre transmissor e receptor. É dada ênfase também aos modelos de propagação teóricos que abrangem o modelo de propagação de espaço livre de Friis, e o modelo de propagação de terreno plano onde são calculadas as perdas em terreno plano. Passando depois para os modelos empíricos de perda de percurso, onde é analisado o modelo de Hata, o qual está implementado na classe.

O Capítulo 3 abrange vários modelos probabilísticos de propagação para a caracterização da variabilidade do sinal de rádio móvel. Nele é descrito o modelo de Rayleigh que é muito utilizado para descrever ambientes com multipercurso sem linha de visada que geralmente são utilizados em grandes centros urbanos onde se encontra muita obstrução entre o transmissor e receptor gerando assim o multipercurso entre eles. Descreve também sobre o modelo de Rice que também é utilizado para ambientes de multipercurso mas com a diferença de que neste caso a linha de visada está presente na transmissão e neste caso o modelo de Rayleigh não é o mais indicado para ser usado. Para se resolver isto o modelo Rice utiliza o fator k (linha de visada) fator este não presente no Rayleigh. O modelo utilizado de Nakagami também é descrito neste Capítulo, mostrando sua versatilidade em utilização, pois o mesmo descreve os dois modelos anteriores mas com a vantagem de poder ser utilizado em ambientes com sombreamento e pequeno desvio padrão. Descreve também o modelo de Suzuki o qual é uma combinação dos modelos de Rayleigh e Log-Normal e são utilizados para descreverem ambientes onde o multipercurso e o sombreamento estão presente e não podem ser desconsiderados. O Rice sombreado também é visto e possui as mesmas características do Suzuki, mas com o diferencial de poder existir linha de visada e o modelo de Nakagami sombreado que inclui todas as vantagens dos modelos sombreados mas podendo ainda existir o desvio padrão.

O capítulo 4 é a parte onde é descrita a implementação do simulador, ou seja, a forma e métodos que foram modelados todos os modelos visto nos capítulos anteriores e apresentam suas saídas. É neste Capítulo que são apresentadas algumas telas do simulador e uma breve explicação de quais dados são necessários para a simulação e de como os resultados da simulação são passados ao usuário final para a sua avaliação do modelo simulado.

No Capítulo 5 é apresentado e discutido o resultado obtido com o simulador para os diferentes modelos de canais implementados. Analisamos as estatísticas dos desvanecimentos gerados através de simulação e comparamos com os resultados analíticos para validar os dados obtidos.

No Capítulo 6 é abordada a caracterização discreta de canais de rádio móvel utilizando cadeias de Markov com estados finitos para modelar a distribuição estatística de erros de bloco em canais com desvanecimento Nakagami-m. Investigamos através de simulação a validade dos modelos de Markov de primeira ordem. Estes modelos são apropriados para avaliação de desempenho de protocolos de comunicação em redes sem fio e redes móveis, em ambientes com desvanecimento lento e não seletivos em frequência.

Capítulo 2

Efeitos do Canal de Rádio

Os sistemas de comunicação móveis estão sujeitos aos efeitos de propagação do sinal, que são característicos do tipo de ambiente de rádio considerado. Estes efeitos se devem aos mecanismos básicos de propagação de ondas eletromagnéticas, que são:

- Atenuação – A intensidade de uma onda eletromagnética decresce com o aumento da separação transmissor receptor.
- Reflexão – Ocorre quando uma onda incide na superfície de um objeto com dimensões muito grandes quando comparadas com o comprimento de onda. É o retorno da onda eletromagnética que incide sobre esta superfície ao meio incidente.
- Refração – É o desvio no caminho de uma onda eletromagnética causado por mudança na densidade do meio de propagação.
- Espalhamento – O espalhamento ou difusão é a reflexão irregular de uma onda eletromagnética em diversas direções e que ocorre quando uma onda incide na superfície rugosa ou em objetos com dimensões pequenas quando comparadas com o comprimento de onda (folhagens, poste de luz).
- Difração – É o desvio que ocorre no caminho de uma onda eletromagnética devido a existência de um obstáculo entre o transmissor e o receptor. Possibilitando que uma onda eletromagnética contorne o obstáculo.

Portanto, observa-se que em um ambiente de rádio quando o receptor se afasta do transmissor, a média da potência do sinal recebido sofre um decaimento. Assim, conclui-se que um valor para a média de potência recebida caracteriza uma região com distância fixa do transmissor que é uma circunferência de raio igual a esta distância fixa. A média do sinal nesta circunferência é denominada média na área. Por outro lado, a média do sinal nas proximidades do receptor considerado é denominada média local.

Ocorre no ambiente de rádio móvel obstruções entre as antenas, ou seja, pode ocorrer o sombreamento do sinal. Uma variação gradativa destas obstruções entre as antenas, isto é, do sombreamento, pode ocorrer ao longo da área. Esta variação gradativa das obstruções do sinal é denominada de sombreamento aleatório e implica lentas variações do

sinal de rádio móvel em torno da média de potência na área. A soma dos efeitos de decaimento da média na área em função da distância e das flutuações do sinal em torno desta média na área é conhecida como desvanecimento de longo prazo.

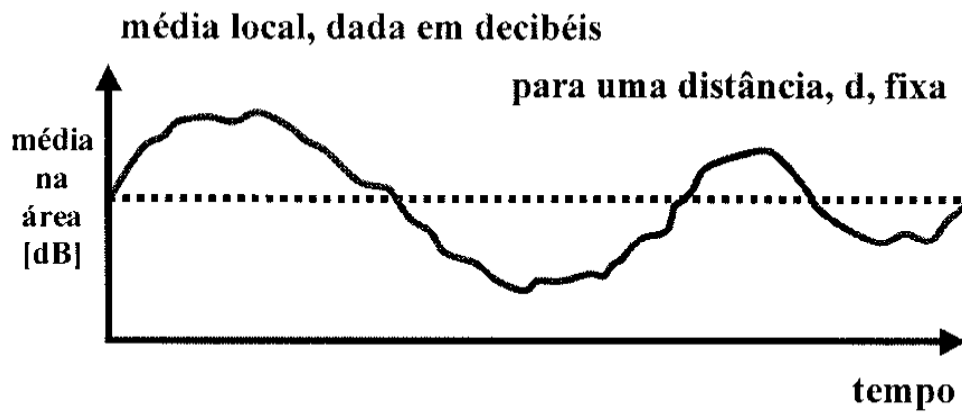


Figura 2.1 - Média Local

No ambiente de rádio móvel, devido a existência de reflexão, refração, difração e espalhamento do sinal recebido, também podem ocorrer que diversos caminhos indiretos de propagação existam, ou seja, podem ocorrer multipercursos. Em um ambiente com propagação multipercurso, os diferentes componentes do sinal chegam à antena receptora com atenuações e fases aleatórias. Desta forma, estes componentes podem compor-se construtiva ou destrutivamente, dependendo da geometria do ambiente considerado. Pequenas alterações nesta geometria, ao longo da área, causam variações rápidas do sinal resultante em torno de sua média local. Estas flutuações são denominadas desvanecimento de curto prazo.

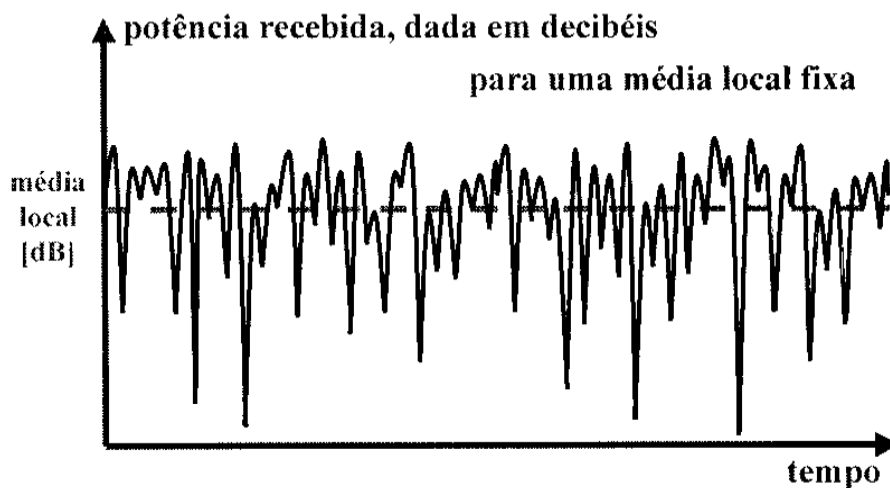


Figura 2.2 - Potência Recebida em Função do Tempo

Além disso, no ambiente de rádio em alguns casos, o sombreamento aleatório ou a propagação multipercurso podem ser desprezados, obtendo-se assim diferentes tipos de ambientes dependendo da maneira com que estes efeitos se combinam e também da presença ou não de um caminho direto de propagação.

No ambiente de rádio, portanto, o sinal instantâneo recebido (potência ou envoltória) varia em torno de uma média local devido aos multipercursos e esta média local varia em torno da média na área devido ao sombreamento aleatório.

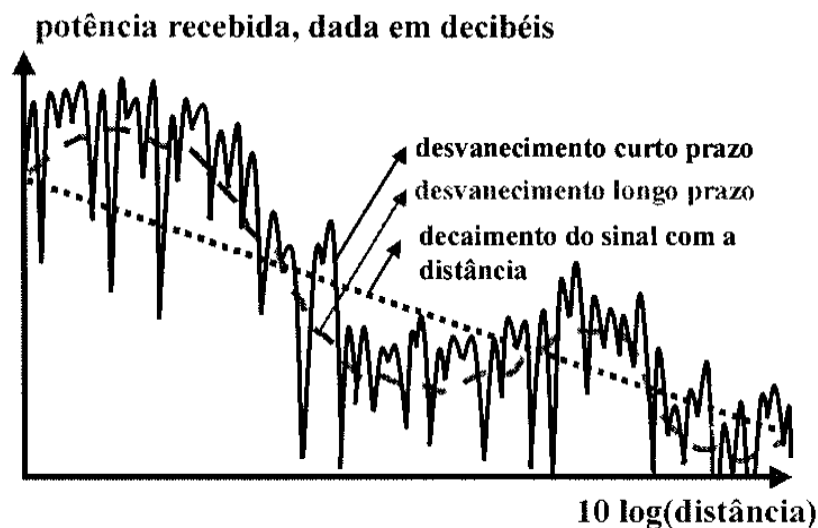


Figura 2.3 - Potência Recebida em Função da Distância

2.1 Linha de Visada, Caminho Direto e Caminho de Linha de Visada

A linha de visada, por definição, é a linha que une a antena transmissora à receptora. É interessante ressaltar que, no ambiente de rádio móvel, pode ocorrer que a linha de visada esteja obstruída por contornos de terreno. Diz-se, neste caso, que o cenário considerado possui um caminho direto obstruído. Portanto, um caminho direto obstruído é aquele em que contornos do terreno obstruem a linha de visada.

É possível também que a linha de visada esteja desobstruída ou obstruída apenas por prédios, árvores, carros, pessoas, etc.. Neste caso, diz-se que o ambiente possui um caminho direto de propagação. Assim, um caminho direto é aquele em que nenhum contorno de terreno obstrui a linha de visada.

Se o caminho direto de propagação estiver desobstruído por qualquer tipo de obstrução, diz-se que existe um caminho de linha de visada. Logo, um caminho de linha de visada é um caminho direto em que nenhum tipo de obstrução atravessa a linha de visada.

Por outro lado, se o caminho direto estiver obstruído por algum tipo de obstrução, como prédios, diz-se que existe um caminho de linha de visada obstruído.

Em um ambiente de rádio móvel nem sempre se tem uma condição de linha de visada desobstruída. Esta condição é comum em microcélulas; em interiores, por exemplo, em empresas, escritórios, hotéis, centros de convenções, etc.; e em comunicações via satélite.

2.2 Modelos de Propagação

Um canal guiado (do inglês: *wired channel*), por ser estável e previsível, oferece uma caracterização fácil. Um canal não guiado (do inglês: *wireless channel*) ou de rádio (do inglês: *radio channel*) é extremamente aleatório e não oferece uma análise simples. Particularmente, quando se trata da caracterização de um canal de rádio móvel, que possui complicações particulares quando comparadas à caracterização de canais de rádio com antenas fixas e cuidadosamente posicionadas. A modelagem do canal tem sido historicamente a parte mais difícil do projeto de sistemas de rádio móvel.

Caracterizar um canal de rádio móvel significa poder prever o comportamento do sinal recebido. Deseja-se, então, prever a envoltória e/ou a potência do sinal recebido, e para isso é necessário prever a perda de percurso. A perda de percurso representa a atenuação do sinal como uma quantidade positiva medida em decibéis, e é definida como a diferença, em decibéis, entre a potência transmitida efetiva e a potência recebida [Rap96].

A seguir são descritos os principais modelos teóricos e empíricos para o cálculo da perda de percurso.

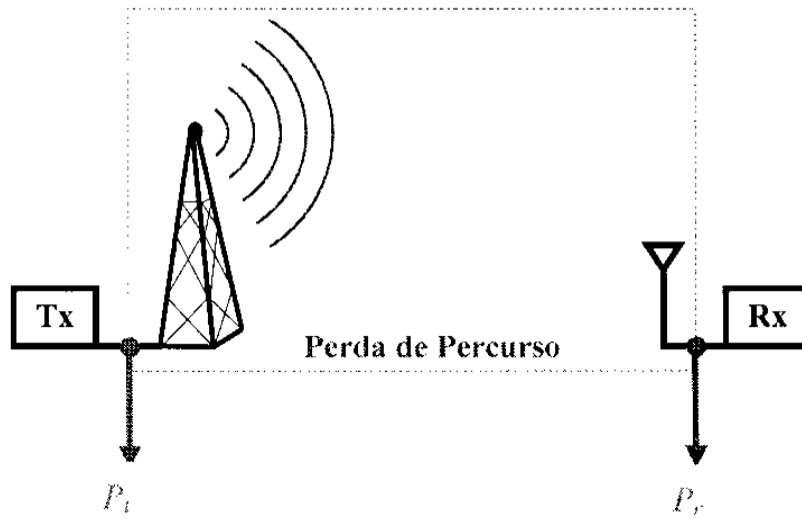


Figura 2.4 - Perda de Percurso

Assim, a perda de percurso, L , dada em decibéis, é dada por

$$L = -10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (\text{dB}) \quad (2.1)$$

onde P_r é a potência recebida, P_t é a potência transmitida e $\frac{P_r}{P_t}$ é a taxa de transmissão de potência. Ou ainda, $L = P_t - P_r$ onde P_r é a potência recebida e P_t é a potência transmitida, ambas em decibéis.

A caracterização do canal de rádio móvel engloba a predição do valor médio da potência na área do sinal recebido, que está relacionado ao valor médio da envoltória do sinal, e da variabilidade do sinal em torno desta média.

A média de potência na área é usualmente obtida por modelos determinísticos bastante conhecidos na literatura. Os modelos de propagação determinísticos podem ser classificados em teóricos e empíricos. Os modelos teóricos, em geral, são simples, têm aplicação a situações específicas e não servem para caracterizar ambientes reais de rádio móvel. Os modelos empíricos originam-se dos modelos teóricos acrescidos de fatores de correção que adaptam o modelo a situações reais e que são obtidos de medidas de campo.

A variabilidade do sinal em torno da média de potência na área é usualmente avaliada através de modelos estatísticos.

2.3 Modelos Teóricos de Perda de Percurso

2.3.1 Modelo de Propagação de Espaço Livre

O modelo de propagação de espaço livre é usado para prever a força do sinal recebido quando o transmissor e receptor têm uma limpa e desobstruída linha de visão do percurso entre eles. Sistemas de comunicação de satélites e microondas com linha de visada tipicamente sofrem propagação de espaço livre. Quanto mais amplo os modelos de intensidade, o modelo de espaço livre prevê que a potência recebida decai como uma função da Tx-Rx elevada a distância da separação (isto é, uma função da lei de potência). A potência do espaço livre recebido por uma antena receptora que está separado de uma antena transmissora por uma distância d , é dada pela equação de espaço livre de Friis.

$$P_r(d) = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2 L} \quad (2.2)$$

onde P_t é a potência transmitida, $P_r(d)$ é a potência recebida da função da separação Tx-Rx, G_t é o ganho da antena transmissora, G_r é o ganho da antena receptora, d é a distância da separação em metros, L é o fator de perda do sistema não relatado com a propagação ($L \geq 1$). As perdas misturadas $L(L \geq 1)$ são devidas normalmente para atenuação na linha de transmissão, perdas dos filtros e perdas das antenas no sistema de comunicação. Um valor de $L=1$ não indica perda no sistema de hardware, e λ é o comprimento da onda em metros. O ganho de uma antena é relatado esta área efetiva, A_e , por

$$G = \frac{4\pi A_e}{\lambda^2} \quad (2.3)$$

A abertura efetiva A_e é relacionada com o tamanho físico da antena e λ é relacionada com a portadora de frequência por

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{2\pi c}{\omega_c} \quad (2.4)$$

onde f é a portadora de frequência em Hertz, ω_c , é a portadora de frequência em radianos por segundo e c é a velocidade da luz dada em metros/s. Os valores para P_t e P_r são expressos em algumas unidades e, G_t e G_r , são de menor dimensão de quantidades.

A equação de espaço livre de Friis mostra a queda da potência recebida como o quadrado da distância da separação Tx-Rx. Isto implica que o decaimento da potência recebida com a distância a uma taxa de 20 dB/década.

Um radiador isotrópico é uma antena ideal que radia potência uniformemente com ganho de unidade em todas as direções, e é usada freqüentemente como referência de ganho de antena em sistemas sem fios. A Potência Radiada Isotrópica Efetiva (do inglês: effective isotropic radiated power – EIRP) é definida como

$$EIRP = P_t G_t$$

e representa a potência máxima radiada avaliada para um transmissor na direção de máximo ganho de antena quando comparado a um radiador isotrópico.

Em prática, potência radiada efetiva (do inglês effective radiated power – ERP) é usada ao invés de EIRP para denotar a máxima potência radiada quando comparado com uma antena dipolo meia onda (ao invés de uma antena isotrópica). Desde que uma antena dipolo tenha um ganho de 1,64 (2,15 sobre uma isotrópica), o ERP poderá ser de 2,15 dB menor que o EIRP para o mesmo sistema de transmissão. Na prática, ganhos de antenas são dadas em unidades de dBi (ganho de dB com respeito a um código isotrópico) ou dBd (ganho de dB com respeito a um dipolo meia onda).

A perda de percurso, a qual representa a atenuação do sinal como uma quantidade positiva medida em dB, está definido como a diferença (em dB) entre a potência do transmissor efetivo e a potência recebida, pode ou não incluir efeito dos ganhos de antena. A perda de percurso para o modelo de espaço livre quando são incluídos os ganhos de antena é determinado por

$$L(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = -10 \log_{10} \left[\frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.5)$$

Quando os ganhos de antena são excluídos é assumida que as antenas têm ganho de unidade e a perda de percurso é dado por

$$L(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_t}{P_r} = -10 \log_{10} \left[\frac{\lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} \right] \quad (2.6)$$

O modelo de espaço livre de Friis é só uma predição válida para P_r para valores de d que estão no campo-distante da transmissão da antena. O campo-distante, ou região de Fraunhofer, de uma transmissão de antena está definido como a região além da distância de campo-distante d_f de que é relacionada à maior dimensão linear da abertura da antena de transmissão e o comprimento de onda da portadora. A distância de Fraunhofer é determinada por

$$d_f = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (2.7)$$

onde D é a maior dimensão linear física da antena. Adicionalmente, estar na região de campo-distante, d_f , tem que satisfazer

$$d_f \gg D \quad (2.8)$$

e

$$d_f \gg \lambda \quad (2.9)$$

Além disso, está claro que a equação (2.2) não é válida para $d=0$. Por isto, amplos modelos de propagação usam uma distância fechada, d_0 , como um ponto de referência da potência recebida conhecida. A potência recebida, $P_r(d)$, a qualquer distância $d > d_0$, pode ser relacionada a P_r a d_0 . o valor $P_r(d_0)$ pode ser prevista pela equação (2.2), ou pode ser medida no ambiente de rádio levando a média da potência recebida a muitos pontos localizados a uma fechada distância radial d_0 do transmissor. A distância de referência deve ser escolhida tal que fique na região de campo-distante, isso é, $d_0 \geq d_f$, e d_0 é escolhida para ser menor que qualquer distância prática usada no sistema de comunicação móvel. Assim, usando a equação (2.2), a potência recebida em espaço livre da distância maior que d_0 é determinado por

$$P_r(d) = P_r(d_0) \cdot \left(\frac{d_0}{d} \right)^2 \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.10)$$

Em sistemas de rádio móveis, não é raro achar que P_r possa mudar por muitas ordens de magnitude em cima de uma área de cobertura típica de vários quilômetros quadrados. Por causa do grande alcance dinâmico de nível de potência recebido, Frequentemente dBm ou unidades de dBW são usadas para expressar níveis de potência recebidos. Equação (2.10) pode ser expressa em unidades de dBm ou dBW simplesmente tomando o algoritmo de ambos os lados e multiplicando por 10. Por exemplo, se P_r está em unidades de dBm, a potência recebida é determinada por

$$P_r(d)dBm = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{P_r(d_0)}{1mW} \right] + 20 \cdot \log_{10} \left(\frac{d_0}{d} \right) \quad d \geq d_0 \geq d_f \quad (2.11)$$

onde $P_r(d_0)$ é em unidades de watts.

A referência de distância d_0 para sistemas práticos usando antenas de baixo ganho na região de 1-2 GHz é tipicamente escolhida para ser de 1m dentro de ambientes fechados e 100 m ou 1 km em locais abertos.

2.4 Modelo de Perda de Percurso “Log-Distance”

Ambos os modelos de propagação, teóricos e baseados em medidas, indicam que a potência do sinal recebido decresce logaritmicamente com a distância em canais de rádio em ambientes abertos ou fechados. A média da larga escala da perda de percurso para uma separação arbitrária Tx-Rx é expressa pela função de distância usando um expoente da perda de percurso [Rap96].

$$L(d) \propto \left(\frac{d}{d_0} \right)^n \quad (2.12)$$

ou

$$L(dB) = L(d_0) + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.13)$$

onde n é o expoente da perda de percurso o qual indica a taxa na qual é incrementada a perda de percurso com a distância, d_0 é a referência da distância na qual é determinada para medições fechadas do transmissor, e d é a separação da distância Tx-Rx. Quando se gera uma escala log-log, a perda de percurso modelado é uma linha reta com um declive igual a $10n$ dB por década. O valor de n da especificação do meio ambiente de propagação. Por exemplo, em espaço livre, n é igual a 2, e quando existe obstrução, n deverá ter um grande valor.

Isto é importante para selecionar uma distância de referência do espaço livre que seja apropriado para o meio ambiente de propagação. Em grandes áreas de sistemas celulares, geralmente são utilizadas distâncias de referência de 1 km, entretanto em sistemas de microcélulas distâncias bem menores são utilizadas (geralmente 100 m ou 1 m). A referência da distância sempre deverá estar no campo distante da antena deste modo os efeitos do campo-vizinho não alterará a referência da perda de percurso. A referência da perda de percurso é calculada usando a fórmula da perda de percurso do espaço livre dada pela equação

$$d > \frac{20\pi \cdot h_t \cdot h_r}{3\lambda} \approx \frac{20h_t \cdot h_r}{\lambda} \quad (2.14)$$

ou através da medição da distância d_0 . A tabela 2.1 lista os típicos expoentes da perda de percurso obtidos em vários ambientes de rádio móvel.

Expoentes para a Perda de Percurso	
Meio Ambiente	Expoente da Perda de Percurso, n
Espaço livre	2
Áreas urbanas de rádio celular	2,7 a 3,5
Áreas urbanas sombreadas de rádio celular	3 a 5
Dentro de prédio com linha de visada	1,6 a 1,8
Obstruída por prédios	4 a 6
Obstruída por fábricas	2 a 3

Tabela 2.1 - Expoentes para a Perda de Percurso para Ambientes Diferentes

No simulador foi implementado este modelo de perda de percurso.

2.5 Propagação em Terreno Plano

Um modelo para cálculo de perdas em terreno plano é aquele que considera o sinal no receptor como uma combinação de uma onda que se propaga por um caminho de linha de visada e de uma onda refletida no solo.

O campo elétrico total, E_t , é o resultado de uma componente de caminho de linha de visada, E_{LOS} , e de uma componente refletida no terreno, E_r . Assim

$$E_t = E_{LOS} + E_r \quad (2.15)$$

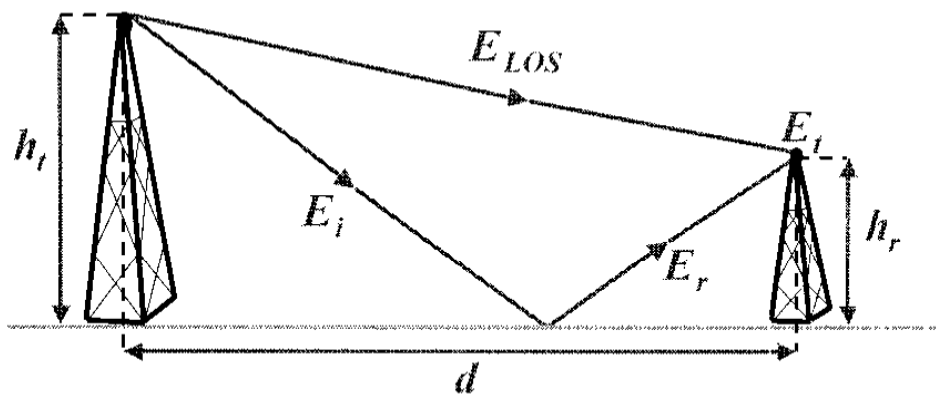


Figura 2.5 – Componentes da propagação em Terreno Plano

A potência recebida em terreno plano é dada por

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \frac{h_t^2 h_r^2}{d^4} \quad (2.16)$$

onde P_t é a potência transmitida em watts, $P_r(d)$ é a potência média recebida em watts, G_t é o ganho da antena transmissora, G_r é o ganho da antena receptora, h_t é a altura da antena

transmissora em metros, h_r é a altura da antena receptora em metros e d é a separação do transmissor-receptor (Tx-Rx) em metros.

O modelo de propagação em terreno plano indica que a média de potência do sinal recebido decresce com a quarta potência da distância. Isto implica que a potência do sinal recebida com a distância com uma taxa de 40 decibéis por década (40dB/dec). Assim obtém-se

$$\frac{P_r(d)}{P_r(d_0)} = \left(\frac{d}{d_0} \right)^{-4} \quad (2.17)$$

onde $P_r(d)$ é a potência média recebida à distância, d , $P_r(d_0)$ é a potência média recebida à distância, d_0 .

A perda de percurso, dada em decibéis, para o modelo de propagação em terreno plano, é dada por

$$\bar{L} = -10 \cdot \log_{10} G_t - 10 \cdot \log_{10} G_r - 20 \cdot \log_{10} h_t - 20 \cdot \log_{10} h_r + 40 \cdot \log_{10} d \quad (dB) \quad (2.18)$$

A perda de percurso básica, normalizada ou isotrópica, dada em decibéis, para o modelo de propagação em terreno plano, é dada por

$$\bar{L} = -20 \log_{10} h_t - 20 \log_{10} h_r + 40 \log_{10} d \quad (dB) \quad (2.19)$$

2.6 Modelos Empíricos de Perda de Percurso

2.6.1 Modelo de Hata

O modelo de Hata é uma fórmula empírica do gráfico de perda de percurso de dados previsto por Okamura e é válido para frequência de 150 MHz a 1500 MHz. Hata está presente na perda de propagação em áreas urbanas como uma fórmula padrão e fornece equações de correção para aplicações em outras situações. A fórmula padrão para perda de percurso em áreas urbanas é dada por

$$\begin{aligned} \bar{L}_{urb} = & 69,55 + 26,16 \log_{10} f - 13,82 \log_{10} h_r \\ & - A(h_r) + (44,9 - 6,55 \log_{10} h_t) \log_{10} d \quad (dB) \end{aligned} \quad (2.20)$$

onde f é a frequência (em MHz) para 150 MHz a 1500 MHz, h_t é a altura da antena (em metros) do transmissor efetivo (estação base) com extensão de 30 m a 200m, h_r é a altura da antena (em metros) do receptor efetivo (móvel) com extensão de 1m a 10m, d , é a distância de separação Tx-Rx (em km), e $A(h_r)$, é o fator de correção para a altura da antena móvel

efetiva a qual é uma função do tamanho da área de cobertura. Para cidades de pequeno e médio porte, o fator de correção é dado por

$$A(h_r) = (1,1 \log_{10} f - 0,7) h_r - (1,56 \log_{10} f - 0,8) \quad (dB) \quad (2.21)$$

para cidades grandes

$$A(h_r) = 8,29 (\log_{10} 1.54 h_r)^2 - 1,1 \quad dB \quad (f \leq 300 \text{ MHz}) \quad (2.22)$$

e

$$A(h_r) = 3,2 (\log_{10} 11.75 h_r)^2 - 4,97 \quad dB \quad (f \geq 300 \text{ MHz}) \quad (2.23)$$

Para áreas suburbanas a fórmula padrão é modificada para

$$\bar{L}_{sub} = \bar{L}_{urb} - 2 \left[\log_{10} \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 - 5,4 \quad (dB) \quad (2.24)$$

Para áreas rurais para

$$\bar{L}_{rur} = \bar{L}_{urb} - 4,78 [\log_{10} f]^2 + 18,33 \log_{10} f - 40,94 \quad (dB) \quad (2.25)$$

2.6.2 Extensão do modelo de Hata

O Comitê Europeu para pesquisas científicas e técnicas (EURO-COST) formulou o COST-231, comitê que trabalhou para desenvolver uma versão da extensão do modelo de Hata. COST-231 propõe uma fórmula que estende o modelo Hata para 2 GHz. O modelo proposto para a perda de percurso é

$$L_{urb} = 46.3 + 33.9 \log_{10} f - 13.82 \log_{10} h_t - A(h_r) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_t) \log_{10} d + C_M \quad (2.26)$$

onde $A(h_r)$ é definido nas equações (2.21), (2.22), (2.23) e $C_M = 0$ dB para cidades de médio porte e áreas suburbanas e $C_M = 3$ dB para centros metropolitanos.

A extensão COST-231 do modelo Hata é restrito para a os seguintes parâmetros:

Parâmetros COST-231			
f (MHz)	h_t	h_r	d
1500 a 2000	30 m a 200 m	1 m a 10 m	1 km a 20 km

Tabela 2.2 - Parâmetros da extensão COST-231

Capítulo 3

Modelos Probabilísticos

3.1 Introdução

Para caracterizar a variabilidade do sinal de rádio móvel são utilizados diversos modelos estatísticos. O modelo Rayleigh [Rap96] é utilizado para descrever ambientes com multipercursos, isto é, ambientes sem um caminho direto de propagação e sem sombreamento aleatório considerável. Ambientes com densa urbanização são exemplos de cenários com propagação multipercurso. Interiores (do inglês: indoor) sem a existência de um caminho de visada também podem ser modelados desta forma.

O modelo Rice [Chu91][Rap96] é utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso associada ou não à presença de linha de visada. O modelo Rice para o caso de ausência de linha de visada coincide com o modelo Rayleigh. Ambientes interiores com ou sem presença de um linha de visada podem ser avaliados através do uso do modelo Rice. Microcélulas também são usualmente modeladas desta forma.

O modelo Log-Normal [Chu91][Yac93] é utilizado para descrever ambientes com sombreamento. Áreas rurais são exemplos típicos de cenários com sombreamento dominante e multipercurso desprezível.

O modelo Nakagami [Yac99] é mais versátil que os anteriores, pois pode ser utilizado para descrever diferentes tipos de desvanecimento, faz uso de expressões mais simples e se ajusta melhor a resultados experimentais obtidos e descreve ambientes com propagação multipercurso associada ou não à presença de linha de visada (que é o mesmo tipo de ambiente descrito pelo modelo Rice) e ambientes com sombreamento com valores pequenos de desvio padrão de sombreamento.

O modelo Suzuki [Suz77] é a combinação dos modelos Rayleigh e Log-Normal e é utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso e sombreamento combinados. É utilizado para modelar canais no qual tanto a propagação multipercurso quanto o sombreamento não podem ser desprezados. Cenários com urbanização variável são exemplos de aplicação deste modelo.

O modelo Rice Sombreado é a combinação dos modelos Rice e Log-Normal e é utilizado para descrever ambientes com propagação multipercurso e sombreamento combinados (inclui o modelo Suzuki), ou ainda, ambientes com propagação multipercurso, sombreamento e presença de componente direta sombreada. Nos canais de satélite, por exemplo, devido à variabilidade das condições atmosféricas, podemos encontrar a combinação dos efeitos de propagação multipercurso, sombreamento e componente direta sombreada.

O modelo Nakagami Sombreado é a combinação dos modelos Nakagami e Log-Normal e é utilizado para descrever o mesmo tipo de ambiente modelado pelo ambiente Rice Sombreado.

A modelagem da variabilidade do sinal de rádio móvel em torno da média de potência, para cada um dos modelos citados, compreende a modelagem estatística da potência do sinal e a modelagem estatística da envoltória do sinal. A modelagem estatística da envoltória do sinal é mostrada neste trabalho.

3.2 Modelo Rayleigh

A envoltória do sinal de rádio móvel, $r = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$, é modelada pela função densidade de probabilidade Rayleigh, onde $r_I(t)$ e $r_Q(t)$ são processos Gaussianos com média zero, $\mu = 0$, e variância $\sigma_{r_I}^2 = \sigma_{r_Q}^2 = \sigma^2$. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Rayleigh e a função densidade de probabilidade da envoltória, $p(r)$, é expressa por [Garg93] [Yac93]

$$p(r) = \frac{r}{\bar{w}} e^{(-r^2)/(2\bar{w})}, \quad r \geq 0 \quad (3.1)$$

onde $\sqrt{2}\sigma$ é o valor RMS da envoltória (tensão) do sinal recebido, $\bar{w} = E[w] = \sigma^2$ é a potência média do sinal recebido e $w = r^2/2$ é a potência instantânea do sinal. A função distribuição de probabilidade, $P(R_0)$, é dada por

$$P(R_0) = \text{prob}(r \leq R_0) = \int_0^{R_0} p(r) dr = 1 - e^{-R_0^2/(2\bar{w})} \quad (3.2)$$

Na Tabela 3.1 apresentamos as principais estatísticas do processo e a sua interpretação física em termos da potência e da envoltória do sinal recebido.

Estatística do Processo	Interpretação Física
$\bar{r} = E[r] = \sqrt{\frac{\pi}{2} \cdot \bar{w}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma$	Nível DC da envoltória (Média da Envoltória)
$E[r^2] = 2\bar{w} = 2\sigma^2$	Valor médio quadrático do sinal
$\text{var}(r) = E[r^2] - E[r]^2 = (2 - \frac{\pi}{2})\bar{w} = (2 - \frac{\pi}{2})\sigma^2$	Variância de r
$\sqrt{E[r^2]} = \sqrt{2\bar{w}} = 2\sigma$	Valor RMS da envoltória
$\bar{w} = \frac{E[r^2]}{2} = \sigma^2$	Potência média do sinal recebido

Tabela 3.1 – Interpretação física das estatísticas

Portanto temos o modelo para a envoltória $r = |r(t)|$ e a fase $\angle r(t)$ do sinal recebido. A correlação no tempo do processo $r(t)$ é dado por $R_{rr}(\tau) = E[r(t)r^*(t+\tau)]$. Podemos calcular o espectro de $r(t)$ através da transformada de Fourier da função de autocorrelação $R_{rr}(\tau)$. Isto resulta no seguinte espectro [Yac93]:

$$S_{rr}(f) = \begin{cases} K_0 \frac{1}{\sqrt{1-(f/f_m)^2}} & , \quad |f| \leq f_m \\ 0 & , \quad |f| > f_m \end{cases}, \quad (3.3)$$

onde $f_m = \frac{v}{\lambda}$ é o máximo desvio Doppler, v é a velocidade do veículo, λ é o comprimento da onda da portadora e K_0 é uma constante. A Figura 3.1 mostra um exemplo do espectro Doppler, $S_{rr}(f)$, para $f_m = 20$ Hz e $K = 1$.

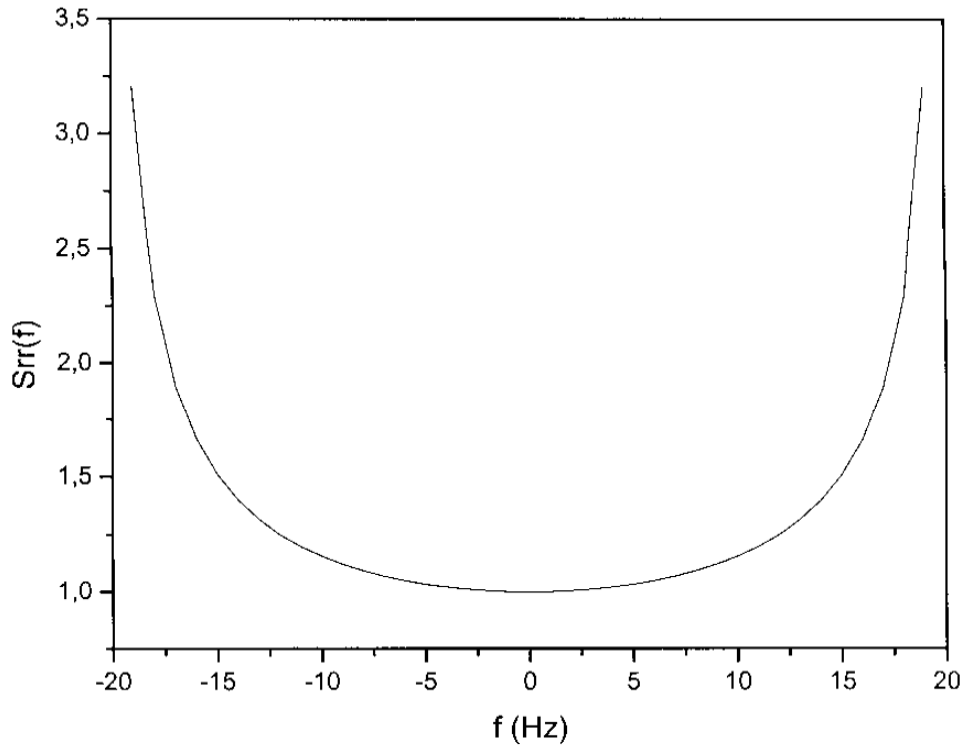


Figura 3.1 – Exemplo do espectro Doppler

A taxa de cruzamento de nível (do inglês: Level Crossing Rate - LCR) e a duração média dos desvanecimentos (do inglês: Average Fade Duration - AFD) são duas importantes estatísticas que são úteis para o projeto de códigos corretores de erro e esquemas de diversidade para serem usados em sistemas de comunicação móvel, pois é possível relacionar a taxa de variação temporal do sinal recebido com o nível do sinal e a velocidade do veículo.

3.2.1 Taxa de Cruzamento de Nível

A taxa de cruzamento de nível [Garg96], $N(R)$, em um nível de sinal especificado R , é definida como o número médio de vezes por segundo que o sinal da envoltória cruza o nível em direção ao sentido positivo ($\dot{r} > 0$).

$$N(R_0) = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R_0, \dot{r}) d\dot{r} \quad (3.4)$$

onde $p(R_0, \dot{r})$ é a função de densidade de probabilidade conjunta de R_0 e $\dot{r}$, onde $\dot{r}$ indica a derivada no tempo de r . Para o desvanecimento Rayleigh a taxa de cruzamento de nível é dada por

$$N(R_0) = \sqrt{\frac{\pi}{\sigma^2}} R_0 f_m \exp\left(\frac{-R_0^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.5)$$

A expressão de $N(R_0)$ pode ser escrita como

$$N(R_0) = \sqrt{2\pi} f_m \rho e^{-\rho^2} = n_0 n_R \quad (3.6)$$

onde $\rho = \frac{R_0}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R_0}{R_{RMS}}$ é a relação entre o nível especificado e a amplitude RMS da envoltória. Os termos n_0 e n_R são definidos como $n_0 = \sqrt{2\pi} f_m$ e $n_R = \rho e^{-\rho^2}$. O termo n_R é a taxa de cruzamento do nível normalizada, que é independente do comprimento de onda e da velocidade do veículo.

3.2.2 Duração Média do Desvanecimento

A duração média dos desvanecimentos [Garg96] é definida como o período médio de tempo no qual o sinal recebido está abaixo de um nível especificado R ,

$$\tau(R_0) = \frac{\text{prob}[r \leq R_0]}{N(R_0)} \quad (3.7)$$

$$\tau(R_0) = \frac{1 - e^{-\rho^2}}{\sqrt{2\pi} f_m \rho} = \frac{1 - e^{-\rho^2}}{n_0 \rho} \quad (3.8)$$

Uma expressão aproximada para $\tau(R_0)$ é dada por:

$$\tau(R_0) \approx \frac{\lambda}{v} \frac{\rho}{\sqrt{2\pi}} \quad (3.9)$$

A duração média de um desvanecimento ajuda a determinar o número provável de bits que podem ser perdidos durante o desvanecimento. A duração média do desvanecimento depende primariamente da velocidade do móvel, e decresce quando a máxima frequência Doppler f_m torna-se grande [Rap96].

3.3 Modelo Rice

O desvanecimento Rice [Rap96] é observado quando, em adição às componentes de multipercurso, existe um caminho direto (linha de visada) entre o transmissor e o receptor.

Nesta situação as componentes aleatórias de multipercurso, que chegam em diferentes ângulos, são superpostas a um sinal estacionário dominante. Na saída de um detetor de envoltória isso tem o efeito de adicionar uma componente DC ao multipercurso aleatório. Neste caso a envoltória, r , do sinal de rádio móvel é modelada pela distribuição de Rice. A função densidade de probabilidade, $p(r)$, da envoltória é expressa por [Rapp96][Hes93]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot \exp\left(-\frac{r^2 + k^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left(\frac{r \cdot k}{\sigma^2}\right) \quad r \geq 0, \quad k \geq 0 \quad (3.10)$$

onde o parâmetro k denota a amplitude de pico da componente de sinal dominante e $I_0(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de ordem zero e primeiro tipo. A distribuição de Rice é expressa em termos do fator de Rice, K , que é definido como a razão entre a potência média do sinal direto (determinístico), $k^2/2$, e a potência média dos sinais indiretos, σ^2 . O fator K é usualmente expresso em decibéis:

$$K \text{ (dB)} = 10 \cdot \log_{10}\left(\frac{k^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3.11)$$

A média da potência é dada por

$$\bar{w} = E[w] = \sigma^2 + \frac{k^2}{2} \quad (3.12)$$

A média da envoltória é dada por

$$\bar{r} = E[r] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \sigma \cdot \exp\left(-\frac{k^2}{4\sigma^2}\right) \cdot \left[I_0\left(\frac{k^2}{4\sigma^2}\right) \left(1 + \frac{k^2}{2\sigma^2}\right) + I_1\left(\frac{k^2}{4\sigma^2}\right) \frac{k^2}{2\sigma^2} \right] \quad (3.13)$$

$I_0(\alpha)$ é a função de Bessel modificada de ordem zero e $I_1(\alpha)$ é a função de Bessel modificada de ordem um. Para o caso particular em que se tem obstrução da linha de visada, ou seja, $k \rightarrow 0$ ($K \rightarrow \infty$), a distribuição de Rice degenera-se para a distribuição de Rayleigh.

3.3.1 Taxa de Cruzamento de Nível

A taxa de cruzamento de nível para a envoltória de Rice é dada por

$$N(R_0) = \sqrt{\frac{\beta}{2\pi}} p(R_0) = \sqrt{\pi} f_m \frac{R_0}{\sigma} e^{-\left[\frac{R_0^2}{2\sigma^2} + \frac{k^2}{2\sigma^2}\right]} I_0\left(\frac{k}{\sigma} \cdot \frac{R_0}{\sigma}\right) \quad (3.14)$$

onde $\beta = 2(\pi f_m)^2$ e $p(R_0)$ é a função da densidade de probabilidade para a envoltória de Rice.

A taxa de cruzamento de nível pode ser escrita em termos da envoltória do sinal normalizado ρ como

$$N(R_0) = \sqrt{2\pi(K+1)} f_m \rho e^{-[\rho^2(K+1)+K]} \times I_0(\sqrt{2K} \cdot \rho \sqrt{2(K+1)}) \quad (3.15)$$

onde

$$\rho = \frac{R_0}{R_{RMS}} = \frac{R_0}{\sigma \sqrt{2(K+1)}} \quad (3.16)$$

A função da distribuição acumulativa é obtida numericamente integrando a equação (3.10).

3.3.2 Duração Média do Desvanecimento

A duração média do desvanecimento é a duração em que o tempo fica abaixo do nível do sinal especificado e é dado por

$$\tau(R_0) = \frac{P_r(r \leq R_0)}{N(R_0)} \quad (3.17)$$

onde $P_r(r \leq R_0)$ é a função da densidade acumulativa da envoltória.

3.4 Modelo Nakagami

A distribuição de Nakagami tem sido amplamente utilizada na modelagem física do desvanecimento de canais de rádio. Através do parâmetro, m , esta distribuição pode modelar as condições de desvanecimento do sinal que variam de severas a moderadas. A principal justificativa para o uso do modelo de desvanecimento de Nakagami é a sua boa aproximação aos dados empíricos do desvanecimento [Bea01].

A envoltória, r , do sinal de rádio móvel pode ser modelada pela densidade de Nakagami. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Nakagami e a função densidade de probabilidade da envoltória, $p(r)$, é expressa por [Yac99]

$$p(r) = \frac{2 m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m) \Omega^m} \cdot \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad r \geq 0 \quad m \geq 0,5 \quad (3.18)$$

onde $\Omega = E[r^2]$ é o valor médio quadrático de r , $\bar{r} = E[r]$ é a média da envoltória e $\Gamma(\alpha)$ é a função Gama. O parâmetro m é usado para controlar a severidade ou intensidade da

amplitude do desvanecimento [Bea01]. Para $m=1$ a distribuição resulta no modelo de desvanecimento de Rayleigh. Para $m < 1$ corresponde a um desvanecimento mais severo que o Rayleigh, enquanto que $m > 1$ corresponde a um desvanecimento menos severo que o Rayleigh [Bea01]. O parâmetro m pode ser expresso como

$$m = \frac{\Omega^2}{\text{var}(r^2)} \geq 1/2 \quad (3.19)$$

A função distribuição de Nakagami para a potência, $w = r^2/2$, cuja potência média é $\bar{w} = E[w] = \Omega/2$, é dada por

$$p(w) = \left(\frac{m}{\bar{w}}\right)^m \cdot \frac{w^{m-1}}{\Gamma(m)} \cdot \exp\left(-\frac{m w}{\bar{w}}\right) \quad (3.20)$$

3.4.1. Taxa de Cruzamento de Nível

A taxa de cruzamento de nível [Garg96], $N(R_0)$, em um nível de sinal especificado R_0 , é definida como o número médio de vezes por segundo que o sinal da envoltória cruza o nível em direção ao sentido positivo ($\dot{r} > 0$).

$$N(R_0) = \int_0^\infty \dot{r} p(R_0, \dot{r}) d\dot{r} \quad (3.21)$$

onde $p(R_0, \dot{r})$ é a função de densidade de probabilidade conjunta de R_0 e $\dot{r}$, onde $\dot{r}$ indica a derivada no tempo de r . Para o desvanecimento Nakagami a taxa de cruzamento de nível é dada por

$$N(R_0) = \sqrt{2\pi} f_m \cdot \frac{m^{m-(1/2)}}{\Gamma(m)} \cdot \rho^{2m-1} \cdot \exp(-m\rho^2) \quad (3.22)$$

onde $\rho = \frac{R_0}{\sqrt{2}\sigma} = \frac{R_0}{R_{RMS}}$ é a relação entre o nível especificado e a amplitude RMS da envoltória.

3.4.2 Duração Média do Desvanecimento

A duração média dos desvanecimentos [Garg96] é definida como o período médio de tempo no qual o sinal recebido está abaixo de um nível especificado R_0 ,

$$\tau(R_0) = \frac{\text{prob}[r \leq R_0]}{N(R_0)}. \quad (3.23)$$

Para o desvanecimento de Nakagami, a duração média dos desvanecimentos é dada por

$$\tau(R_0) = \frac{\Gamma(m, m \rho^2)}{\sqrt{2\pi} f_m m^{m-(1/2)} \rho^{2m-1} \exp(-m \rho^2)}, \quad (3.24)$$

onde $\Gamma(a, b) = \int_0^b z^{a-1} \exp(-z) dz$ é a função Gamma incompleta.

3.5 Modelo Log-Normal

A envoltória do sinal de rádio móvel dada em decibéis, R , pode ser modelada pela densidade normal. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Log-Normal e a função distribuição de probabilidade da envoltória dada em decibéis, $P_R(R)$, é expressa por [Mua82]

$$P_R(R) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_R} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{R - \tilde{R}}{\sigma_R}\right)^2\right) \quad (3.25)$$

onde $\tilde{R} = E[R]$ é a média em decibéis, da envoltória, R , dada em decibéis e $\text{var}(R) = \sigma_R^2$ é a variância da envoltória em decibéis. É importante diferenciar que $\bar{R} = 10 \cdot \log_{10}(E[r])$ é a média em decibéis da envoltória, r . A função densidade de probabilidade da envoltória, $P_r(r)$, onde r é expressa em unidades naturais, é dada por

$$P_r(r) = \frac{20/\ln 10}{\sqrt{2\pi} \sigma_R r} \cdot \exp\left(-\frac{1}{2 \sigma_R^2} \left(20 \cdot \log\left(\frac{r}{\tilde{r}}\right)\right)^2\right) \quad r \geq 0 \quad (3.26)$$

onde $\tilde{r} \equiv 10^{\frac{\bar{R}}{20}} = 10^{\frac{E[R]}{20}}$ é a média expressa em unidades naturais, da envoltória, dada em decibéis. σ_R é o desvio padrão, dado em decibéis, da envoltória, dada em decibéis. Considerando que $C = 10/\ln 10$ é uma constante, a média e a variância da envoltória [Hes93] são

$$\bar{r} = E[r] = \tilde{r} \cdot \exp\left(\frac{\sigma_R^2}{8C^2}\right) \quad \text{e} \quad \text{var}(r) = (\tilde{r})^2 \cdot \exp\left(\frac{\sigma_R^2}{4C^2}\right) \cdot \left[\exp\left(\frac{\sigma_R^2}{4C^2}\right) - 1\right]. \quad (3.27)$$

A média da potência é dada por

$$\bar{w} = E[w] = \frac{(\bar{r})^2}{2} \exp\left(\frac{\sigma_R^2}{4C^2}\right). \quad (3.28)$$

3.6 Sombreamento

No ambiente de rádio móvel, podem ocorrer obstruções entre as antenas, ou seja, pode ocorrer o sombreamento do sinal. Uma variação gradativa destas obstruções entre as antenas, isto é, do sombreamento, pode ocorrer ao longo da área. Esta variação gradativa das obstruções do sinal é denominada de sombreamento aleatório e implica lentas variações do sinal de rádio móvel em torno da média de potência na área. A soma dos efeitos de decaimento da média na área em função da distância e das flutuações do sinal em torno desta média na área é conhecida como desvanecimento de longo prazo.

As densidades compostas (sombreadas) de Rayleigh/Log-Normal, de Nakagami/Log-Normal e de Rice/Log-Normal, são obtidas pela composição das densidades de Rayleigh, de Nakagami e de Rice, respectivamente, e da densidade Log-Normal, utilizando a expressão a seguir [Pap91]

$$P_r(r) = \int_0^\infty f_r(r | r' = r') \cdot f_{r'}(r') dr' \quad (3.29)$$

onde $P_r(r | r' = r')$ é a função densidade de probabilidade da envoltória, condicional à média local, expressa em unidades naturais, e $f_{r'}(r')$ é a função densidade de probabilidade da média local, expressa em unidades naturais. As densidades de probabilidade, $P_r(r | r' = r')$, da

envoltória, condicional a média local, expressa em unidades naturais, para o modelo Rayleigh, Nakagami e Rice são apresentadas nas Seções 3.6.1 a 3.6.3. Ainda, deve-se considerar, que a média da densidade composta de Rayleigh/Log-Normal, Nakagami/Log-Normal e Rice/Log-Normal, é dada por $\bar{r} = E[r'] = \bar{r}'$.

Nas Seções 6.2.1, 6.2.2 e 6.2.3 são apresentadas as expressões da função densidade de probabilidade, $p_r(r)$, para Rayleigh, Nakagami e Rice sombreado. Estas expressões podem ser utilizadas para validar os dados de simulação do sombreado.

Não temos expressões analíticas para a taxa de cruzamento de nível e a duração média dos desvanecimentos com sombreado.

3.6.1 Modelo Rayleigh Sombreado (Modelo de Suzuki)

A envoltória, r , do sinal de rádio móvel pode ser modelada pela densidade composta por Rayleigh/Normal. O ambiente assim modelado é chamado de ambiente Suzuki. A função densidade de probabilidade da envoltória, $p_r(r)$, é dada pela densidade composta de Rayleigh/Log-Normal, ou seja, tem-se [Kef97]

$$p_r(r) = \sqrt{\frac{\pi C^2}{2\sigma_{R'}^2}} \int_0^\infty \frac{r}{(r')^3} \exp\left[-\frac{\pi}{4} \frac{r^2}{(r')^2}\right] \exp\left[-\frac{2C^2}{\sigma_{R'}^2} \left[\ln\left[r' \frac{\sqrt{2} \exp\left(\frac{\sigma_{R'}^2}{4C^2}\right)}{\sqrt{\bar{w}} \pi}\right]\right]^2\right] dr' \quad r \geq 0 \quad (3.30)$$

onde $r' \equiv 10 \frac{R'}{20}$ é a média local da envoltória, expressa em unidades naturais.

$$\bar{w} = \frac{2}{\pi} (\bar{r})^2 \exp\left(\frac{\sigma_{R'}^2}{4C^2}\right) \quad (3.31)$$

é a média na área da potência, expressa em unidades naturais [Kef97] e $\bar{r} = E[r]$ é a média na área da envoltória, expressa em unidades naturais.

3.6.2 Modelo Nakagami Sombreado

A densidade composta de Nakagami/Normal é proposta como uma modelagem possível para a envoltória, do sinal de rádio móvel. A expressão proposta é a função densidade de probabilidade, $p_r(r)$, da envoltória, r , dada por [Kef97]

$$p_r(r) = \sqrt{\frac{8C^2}{\pi\sigma_r^2}} \frac{[\Gamma(m + \frac{1}{2})]^{2m}}{[\Gamma(m)]^{2m+1}} \int_0^\infty \frac{r'^{2m-1}}{(r')^{2m+1}} \exp\left[-\left[\frac{\Gamma(m + \frac{1}{2})}{\Gamma(m)}\right]^2 \frac{r^2}{(r')^2}\right] \exp\left[-\frac{2C^2}{\sigma_r^2} \left[\ln\left[\frac{r' \Gamma(m) \sqrt{m} \exp\left(\frac{\sigma_r^2}{4C^2}\right)}{\Gamma(m + \frac{1}{2}) \sqrt{2\bar{w}}}\right]\right]^2\right] dr' \quad r \geq 0 \quad (3.32)$$

onde r' é a média local da envoltória, expressa em unidades naturais.

$$\bar{w} = E[w] \frac{m}{2} \left[\frac{\Gamma(m)}{\Gamma(m + \frac{1}{2})}\right]^2 (\bar{r})^2 \exp\left(\frac{\sigma_r^2}{4C^2}\right) \quad (3.33)$$

a média na área da potência, expressa em unidades naturais [Kef97] e $\bar{r} = E[r]$ é a media na área da envoltória, expressa em unidades naturais. Para o caso particular em que $m=1$, a densidade composta de Nakagami/Log-Normal, degenera-se para a densidade composta Rayleigh/Log-Normal, ou seja, tem-se o ambiente Suzuki.

3.6.3 Modelo Rice Sombreado

A densidade composta de Rice/Log-Normal é proposta como uma modelagem possível para a envoltória do sinal de rádio móvel. A expressão proposta é a função distribuição de probabilidade da envoltória, $p_r(r)$, dada por

$$\begin{aligned}
p_r(r) = & \sqrt{\frac{\pi C^2}{2\sigma_R^2}} \exp(-2k) \left[I_0\left(\frac{k}{2}\right)(1+k) + I_1\left(\frac{k}{2}\right)k \right]^2 \int_0^r \frac{r'}{(r')^3} \\
& \exp\left[-\frac{\pi}{4} \exp(-k) \left[I_0\left(\frac{k}{2}\right)(1+k) + I_1\left(\frac{k}{2}\right)k \right]^2 \frac{r'^2}{(r')^2} \right] \\
& I_0 \left[\sqrt{\frac{\pi}{2}} \exp\left(-\frac{k}{2}\right) \left[I_0\left(\frac{k}{2}\right)(1+k) + I_1\left(\frac{k}{2}\right)k \right] \frac{r\sqrt{2k}}{r'} \right] \\
& \exp\left[-\frac{2C^2}{\sigma_R^2} \ln \left[\frac{\sqrt{2(1+k)} \exp\left(\frac{k}{2}\right)}{\left[I_0\left(\frac{k}{2}\right)(1+k) + I_1\left(\frac{k}{2}\right)k \right]} \frac{r' \exp\left(\frac{\sigma_{R'}^2}{4C^2}\right)}{\sqrt{\bar{w}}\pi} \right]^2 \right] dr' \quad r \geq 0
\end{aligned} \tag{3.34}$$

onde r' é a média local da envoltória, expressa em unidades naturais.

$$\bar{w} = w \frac{2}{\pi} \frac{(1+k) \exp(k) (\bar{r})^2}{\left[I_0\left(\frac{k}{2}\right)(1+k) + I_1\left(\frac{k}{2}\right)k \right]^2} \exp\left(\frac{\sigma_{R'}^2}{2C^2}\right) \tag{3.35}$$

é a média na área da potência, expressa em unidades naturais [Kef97] e $\bar{r} = E[r]$ é a média na área da envoltória, expressa em unidades naturais.

Para o caso particular em que $k=0$, a distribuição da composta Rice/Log-Normal degenera-se para a distribuição composta Rayleigh/Log-Normal, ou seja, tem-se o ambiente Suzuki.

3.7 Comparação entre os Modelos Nakagami e Rice

O modelo Nakagami para $m \geq 1$, e o modelo Rice são utilizados para modelar ambientes com o mesmo tipo de desvanecimento. O modelo Nakagami, para $m = 1$, e o modelo Rice, para $k = 0$, são idênticos. O modelo Nakagami, para $m > 1$, pode aproximar o modelo Rice, para $k \neq 0$, utilizando a relação seguinte [Nak,60]

$$k = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}} \tag{3.36}$$

onde k é o fator de Rice e m é o parâmetro de desvanecimento do sinal. Da equação (3.36), obtém-se as seguintes relações entre o parâmetro de desvanecimento, m , e o fator de Rice, k , dado em decibéis:

$$m = 2 \approx K = 3,83 \text{ dB} \tag{3.37}$$

$$m = 3 \approx K = 6,48 \text{ dB} \quad (3.38)$$

$$m = 4 \approx K = 8,11 \text{ dB} \quad (3.39)$$

A referência [Kef97] mostra a comparação entre os modelos Nakagami e Rice para a envoltória do sinal de rádio móvel. O modelo de Nakagami é caracterizado pela densidade de Nakagami, dada pela equação (3.18), tendo como parâmetro o grau de desvanecimento, m . O modelo Rice é caracterizado pela densidade dada pela equação (3.10), tendo como parâmetro o fator Rice, K , dado em decibéis.

É interessante observar na referência [Kef97] que os modelos Nakagami, para $m \geq 1$, e Rice, apesar de serem utilizados para modelar ambientes com mesmo tipo de desvanecimento, são idênticos apenas para $m = 1$ e $K = -\infty \text{ dB}$, para os demais valores são realmente apenas modelos aproximados e não idênticos como geralmente utilizados na literatura.

Capítulo 4

Implementação do Simulador

4.1 Modelos de Perda de Percurso

No simulador foi implementado os modelos de perda de percurso de Hata e Log-Distance que são os modelos mais utilizados.

O modelo de Hata descrito na seção 2.6.1 é uma fórmula empírica da perda de percurso para a faixa de 150 MHz a 1500MHz para propagação em áreas urbanas e também fornece equações com correções de aplicações em cidades de pequeno e médio porte, grandes cidades, áreas suburbanas e áreas rurais. Para cada um destes ambientes existe um fator de correção específico e que melhor se adapta ao modelo de cobertura desejado (tamanho da altura antena efetiva do móvel e a função da cobertura da área).

O modelo Log-Distance descrito na seção 2.4 é uma modelo teórico utilizado para calcular a perda de percurso médio para uma separação arbitrária entre transmissor e receptor. Os modelos de propagação descrevem que a potência do sinal recebido decresce com o logaritmo da distância. Para modelar isto o modelo Log-Distance utiliza um fator de correção para os ambientes modelados, que é o expoente da perda de percurso, n . Os valores de n variam conforme Tabela 2.1.

A seguir são apresentadas algumas telas geradas pelo simulador de ambos os modelos. A Figura 4.1 demonstra a tela de seleção dos modelos de perda de percurso Hata e Log-Distance. Para selecionar qualquer um dos modelos apenas de um clique na barra de menu “Perda de Percurso” e depois clique no modelo desejado. Inicialmente será selecionado o modelo de Hata.

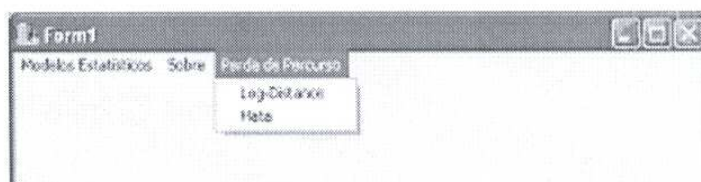


Figura 4.1 – Tela Seleção do modelo da Perda de Percurso

A Figura 4.2 mostra os parâmetros necessários para a realização da simulação de Hata. No campo 1 é inserida a frequência da transmissão, campo 2 é a altura da antena transmissora em metros, campo 3 é a altura da antena receptora em metros, campo 4 é a relação da distância do transmissor ao receptor em metros. No quadro 5 é selecionado o meio

ambiente a ser simulado, existindo dois tipos: cidade de pequeno porte e grande porte. O quadro 6 representa o meio de propagação, ou seja, os tipos de densidades dos obstáculos que podem existir na transmissão. Este quadro se divide em três partes: Área urbana (grande concentração de obstáculos), área sub-urbana (com média concentração de obstáculos) e rural (com quase nenhuma ou sem concentração de obstáculos). Na parte direita da tela encontra-se três botões com funções distintas, o botão 7 ao ser pressionado insere valores de exemplos nos campos 1, 2, 3 e 4 (ver Figura 4.3) para o meio de ambiente selecionado nos quadros 5 e 6. Quando inserido os valores no campos de 1 a 4 ou então pressionado os botão 7 utiliza-se o botão 8 para se simular aquela propagação configurada mostrando o resultado no campo 10 (valor em dB, ver Figura 4.3) e o botão 9 apenas tem a função de quando pressionado retornar a tela principal do simulador.

A interface do simulador 'Modelo de Hata' apresenta os seguintes elementos:

- Campos de Entrada:**
 - 1: Frequência (MHz)
 - 2: Altura de Antena Transmissora (m)
 - 3: Altura da Antena Receptora (m)
 - 4: Distância (m)
 - 10: Perda de Percurso (resultado em dB)
- Selecções:**
 - Tipo de Cidade (5): ☒ Pequena, ☐ Grande
 - Tipo de Área (6): ☒ Urbana, ☐ Sub-Urbana, ☐ Rural
- Botões:**
 - 7: Exemplo (insere valores de exemplo)
 - 8: Calcula (executa a simulação)
 - 9: Cancela (retorna à tela principal)

Figura 4.2 – Tela do Modelo de Hata

O simulador em questão, insere como valores de exemplos (observar Figura 4.3) a frequência a 900 MHz, altura de antena transmissora com 30 metros, antena receptora com 1 metro de altura e distância entre ambas de 10 metros. Neste exemplo foi simulado um meio de propagação denso com vários obstáculos na transmissão e o resultado da perda de percurso foi de -57,27551 dB (ver Figura 4.3 campo 10).

Modelo de Hata

Frequência (MHz) 1: 900

Altura de Antena Transmissora (m) 2: 30

Altura da Antena Receptora (m) 3: 1

Distância (m) 4: 10

Tipo de Cidade 5:
☐ Pequena
☒ Grande

Tipo de Área 6:
☒ Urbana
☐ Sub-Urbana
☐ Rural

Exemplo 7:

Calcula 8:

Cancela 9:

Perda de Percurso 10: -57.2755174284163

Figura 4.3 – Simulando o Modelo de Hata

Agora será verificado o modelo Log-Distance do simulador. A Figura 4.4 demonstra a tela padrão do modelo onde serão inseridos todos os dados para a realização da simulação. No campo 1 inserimos o expoente da perda de percurso o qual varia conforme o meio ambiente simulado (ver valores na Tabela 2.1), no campo 2 é o valor de referência da distância d_0 é a referência da distância na qual é determinada para medições fechadas do transmissor, no campo 3 é a distância do receptor em relação ao transmissor, no campo 4 insere o valor da potência de referência em dBW.

Modelo de Perda de Percurso (Log-Distance ...)

Taxa de Atenuação (n) 1:

Distância de Referência - d_0 (m) 2:

Distância - d (m) 3:

Potência de Referência - P_0 (dBW) 4:

Exemplo 5:

Calcula 6:

Cancela 7:

Perda de Percurso (dB) 8:

Figura 4.4 – Tela do Modelo Log-Distance

Os botões 5, 6 e 7 são botões de funções, como visto anteriormente o botão 5 (exemplo) preenche os campos de 1 a 4 com valores de exemplos, como mostrado na Figura 4.5, para a taxa de atenuação é inserido o valor da perda de percurso de espaço livre, ou seja, expoente 2 com distância de referência de 10 metros e a distância simulada de 100 metros e

potência de referência de 1 dBW. Após inseridos os dados da simulação manualmente ou então ter pressionado o botão 5, pressiona-se o botão 6 para realizar a simulação do meio modelado obtendo-se a perda (em dB) no campo 8 que para o modelo padrão foi de -19 dB. O botão 7 apenas tem a função de retornar a tela principal do simulador.

Taxa de Atenuação (n)	2	1	Exemplo	5
Distância de Referência - d ₀ (m)	10	2	Calcula	6
Distância - d (m)	100	3	Cancela	7
Potência de Referência - P ₀ (dBW)	1	4	Perda de Percurso (dB)	-19
				8

Figura 4.5 – Simulando o Modelo Log-Distance

4.2 Simulação do Desvanecimento Rayleigh

A envoltória do sinal recebido tem distribuição Rayleigh em cada ponto. A distribuição Rayleigh resulta de componentes de sinal em fase e quadratura, independentes e com distribuição Gaussiana com média, $\mu = 0$, e variância σ^2 . Dado o sinal recebido em banda passante $y(t) = \text{Re}\{ r(t) e^{j2\pi f_c t} \}$, a representação complexa do sinal em banda base é dada por

$$r(t) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(t) e^{-j\theta_i(t)} = r_I(t) + j r_Q(t) \quad (4.1)$$

$$y(t) = r_I(t) \cos(2\pi f_c t) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.2)$$

Pelo teorema central do limite, para N grande, $r_I(t)$ e $r_Q(t)$ são considerados processos aleatórios Gaussianos independentes. Um método natural de simulação [Yac93] é gerar um processo Gaussiano complexo e filtrá-lo para obter o espectro desejado (correlação no tempo).

Isso é feito através da convolução do processo Gaussiano com a resposta ao impulso do filtro, $h_{rr}(t)$, que simula o espectro Doppler $S_{rr}(f)$.

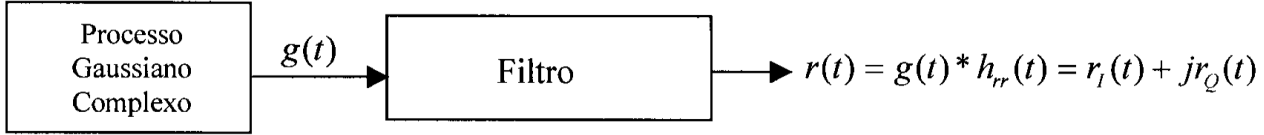


Figura 4.6 – Método do Filtro

A resposta em frequência $H(f)$ do filtro é obtido utilizando a relação

$$S_{rr}(f) = S_{gg}(f) |H(f)|^2 \quad (4.3)$$

onde $S_{gg}(f)$ é o espectro do processo Gaussiano normalizado. Portanto precisamos de um filtro com a resposta em frequência igual a raiz quadrada de $S_{rr}(f)$ (desde que $S_{gg}(f)$ seja uma constante). A resposta ao impulso deste filtro é dada pela transformada inversa

$$\sqrt{S_{rr}(f)} \subset K_0 \frac{J_{1/4}(2\pi \cdot f_m |t|)}{\sqrt[4]{|t|}} \quad (4.4)$$

onde K_0 é uma constante e $J_{1/4}(x)$ é a função de Bessel de ordem $1/4$.

A outra forma de simulação é o *método do espectro* [Rap96]. A operação dual da convolução no domínio do tempo é a multiplicação no domínio da frequência. O método do espectro é baseado num vetor com amostras independentes de um processo Gaussiano complexo. Este vetor no domínio do tempo é passado para um vetor no domínio da frequência, usando a transformada de Fourier (FFT). O vetor resultante no domínio da frequência tem as mesmas características, ou seja, geram também dados não correlacionados com distribuição Gaussiana. A razão disto é que a transformada de Fourier é linear e todas as operações lineares sobre dados não correlacionados com distribuição Gaussiana geram dados não correlacionados com distribuição Gaussiana.

4.2.1 Implementação do Método do Espectro

O método do espectro utilizado para simular o desvanecimento Rayleigh envolve os seguintes parâmetros:

t_{sim} = tempo total de simulação (s)

f_c = frequência da portadora (Hz)

f_s = frequência de amostragem (Hz)

$N = f_s \cdot t_{sim}$ = número total de amostras da simulação

Para acelerar o cálculo da transformada inversa de Fourier (IFFT – Inverse Fast Fourier Transform) que é utilizada no método do espectro, N deve ser uma potência de dois. O intervalo de tempo entre as amostras é dado por

$$\Delta t = \frac{1}{f_s} \quad (4.5)$$

Estes parâmetros são as especificações para a simulação do desvanecimento Rayleigh, $r(t)$. Como o método de simulação é baseado no espectro, precisamos relacionar os parâmetros no domínio do tempo, com o número de amostras que devemos utilizar do espectro Doppler, $S_{rr}(f)$. Considerando uma IFFT de N pontos de um sinal com frequência máxima $f_m = f_s/2$, teremos uma resolução em frequência dada por

$$\Delta f = \frac{f_s}{N} = \frac{1}{t_{sim}}. \quad (4.6)$$

As Figuras 4.7 e 4.8 exemplificam a amostragem de um processo aleatório Gaussiano complexo, $g(t) = g_I(t) + j g_Q(t)$, onde $g_I(t)$ e $g_Q(t)$ são processos aleatórios Gaussianos independentes com média zero, $\mu = 0$, e variância unitária, $\sigma^2 = 1$.

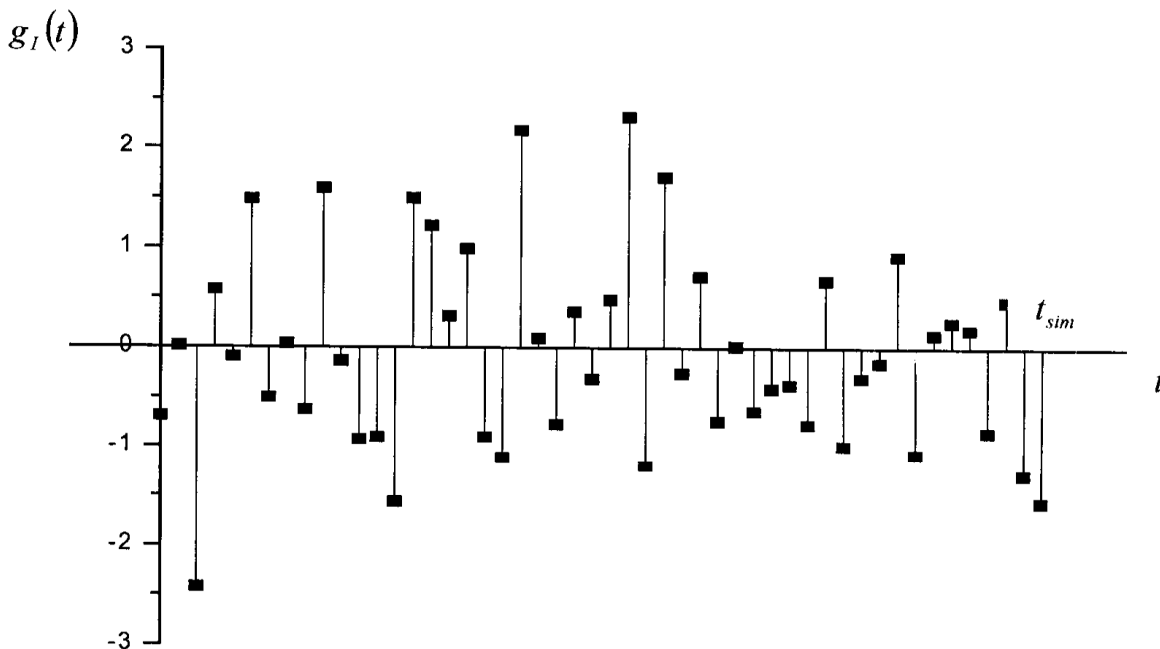


Figura 4.7 – Componente em Fase do Processo Gaussiano Complexo

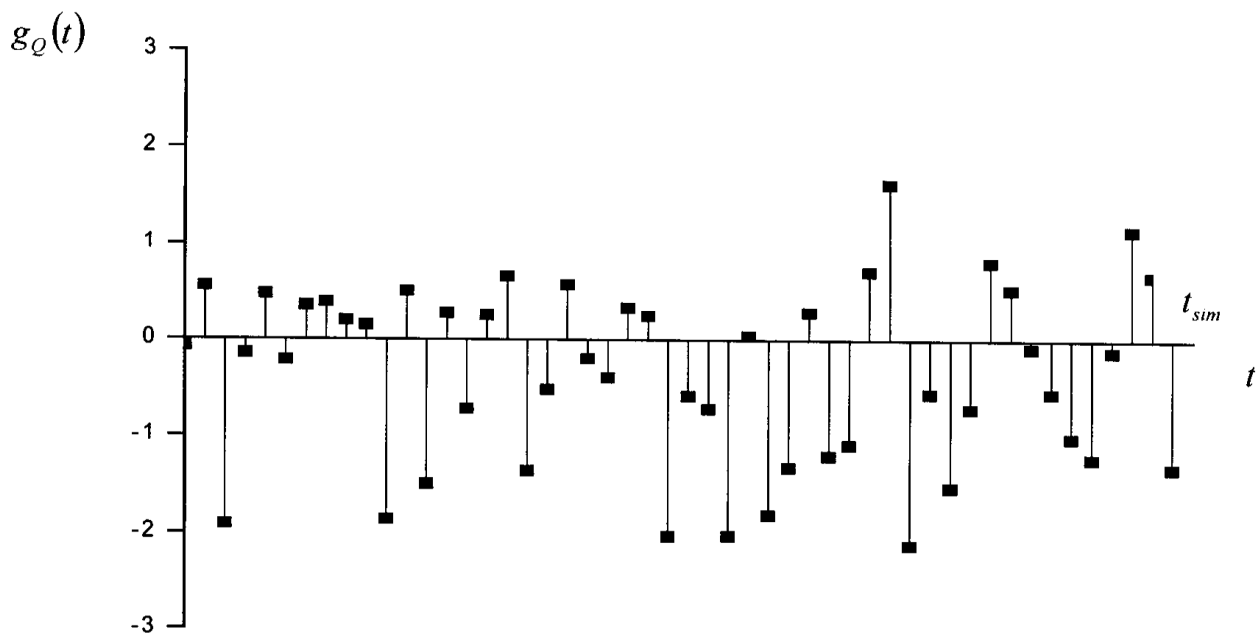


Figura 4.8 – Componente em Quadratura do Processo Gaussiano Complexo

Para implementar o método do espectro precisamos de amostras de um processo Gaussiano, $g(t)$, no domínio da frequência, $G(f)$, onde $G(f) = \text{FFT} \{g(t)\}$. Como as amostras de $G(f)$ também constituem um processo Gaussiano complexo com as mesmas estatísticas (média/variação), interpretamos que o vetor de amostras geradas do processo Gaussiano está no domínio da frequência, ou seja, $G(f) = g(t)$. Definida a resolução em frequência Δf , precisamos gerar as amostras do espectro Doppler $S_{rr}(f)$. Considere o exemplo mostrado na Figura 4.9 para $f_m = 20 \text{ Hz}$. Na implementação prática da IFFT é importante observar que o vetor das amostras de $S_{rr}(f)$ inicia com as amostras da parte positiva do espectro, conforme representado na Figura 4.10.

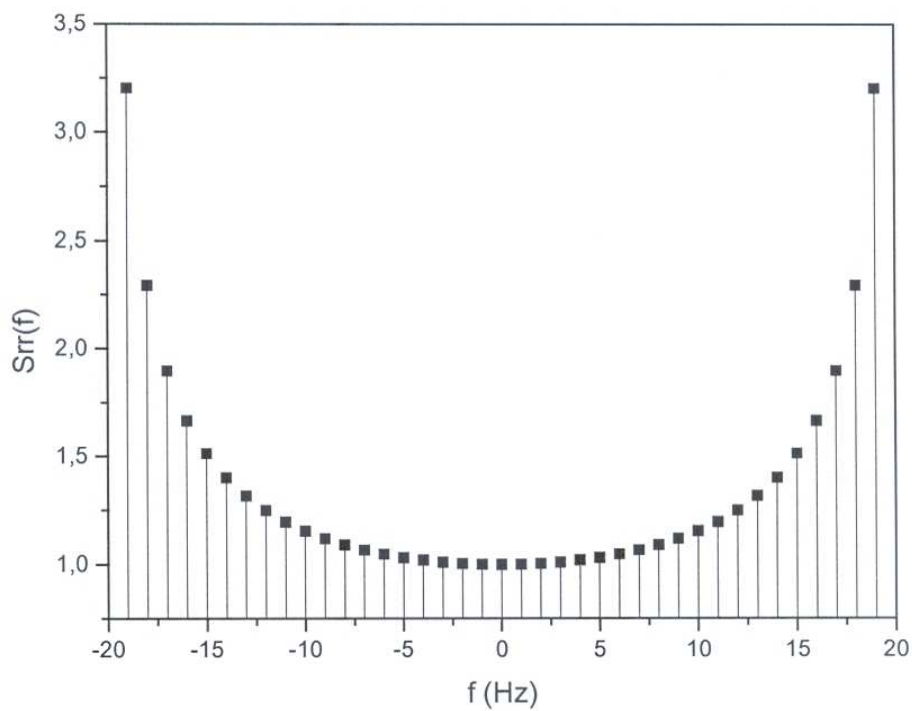


Figura 4.9 – Espectro Doppler Amostrado

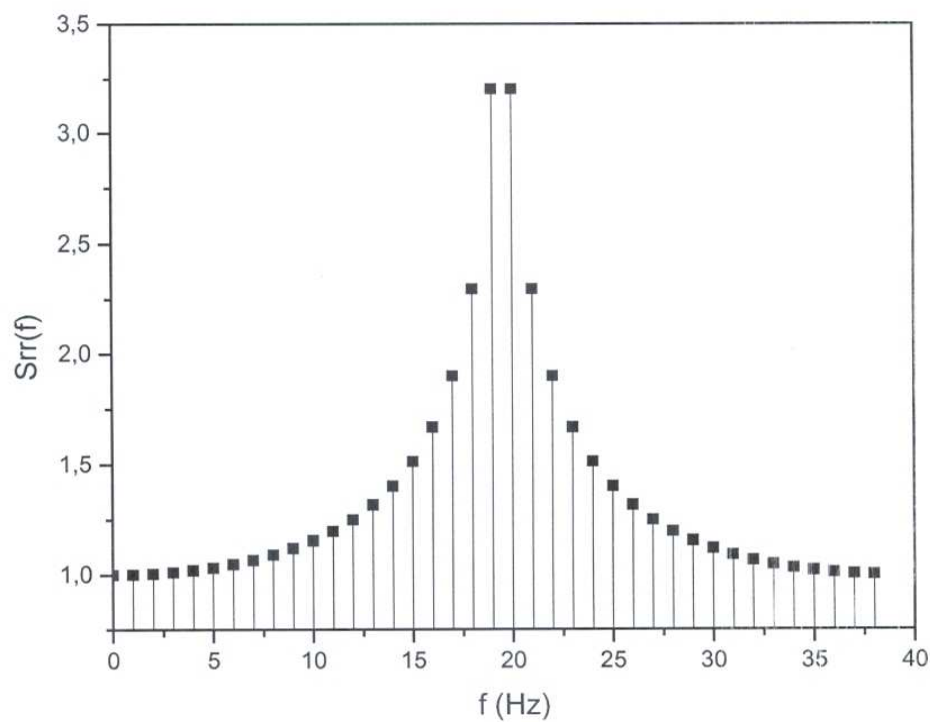


Figura 4.10 – Espectro Doppler Amostrado para IFFT

Uma observação importante que não é mencionada na literatura da área, é que quando estamos implementando uma simulação com uma determinada frequência de amostragem, f_s , a representação dos vetores de amostras do espectro Doppler fica conforme mostrado nas Figuras 4.11, 4.12 e 4.13.

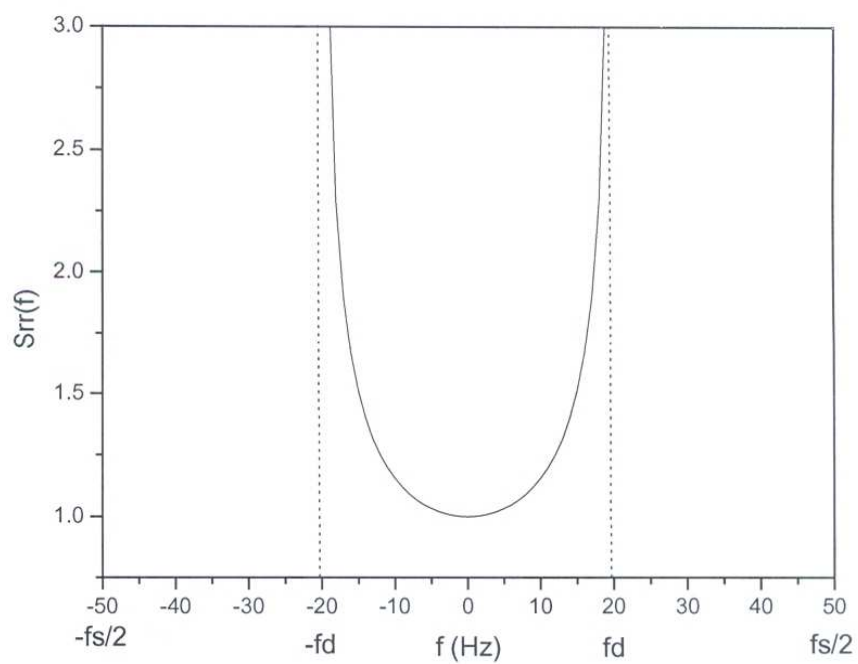


Figura 4.11 – Representação do Vetor de Amostras do Espectro Doppler

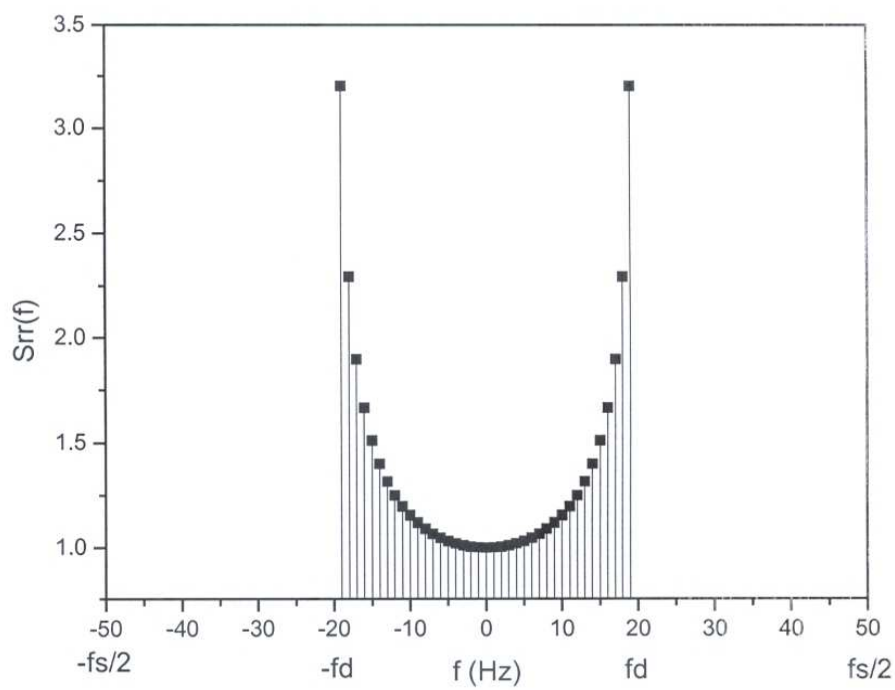


Figura 4.12 – Representação do Vetor de Amostras do Espectro Doppler

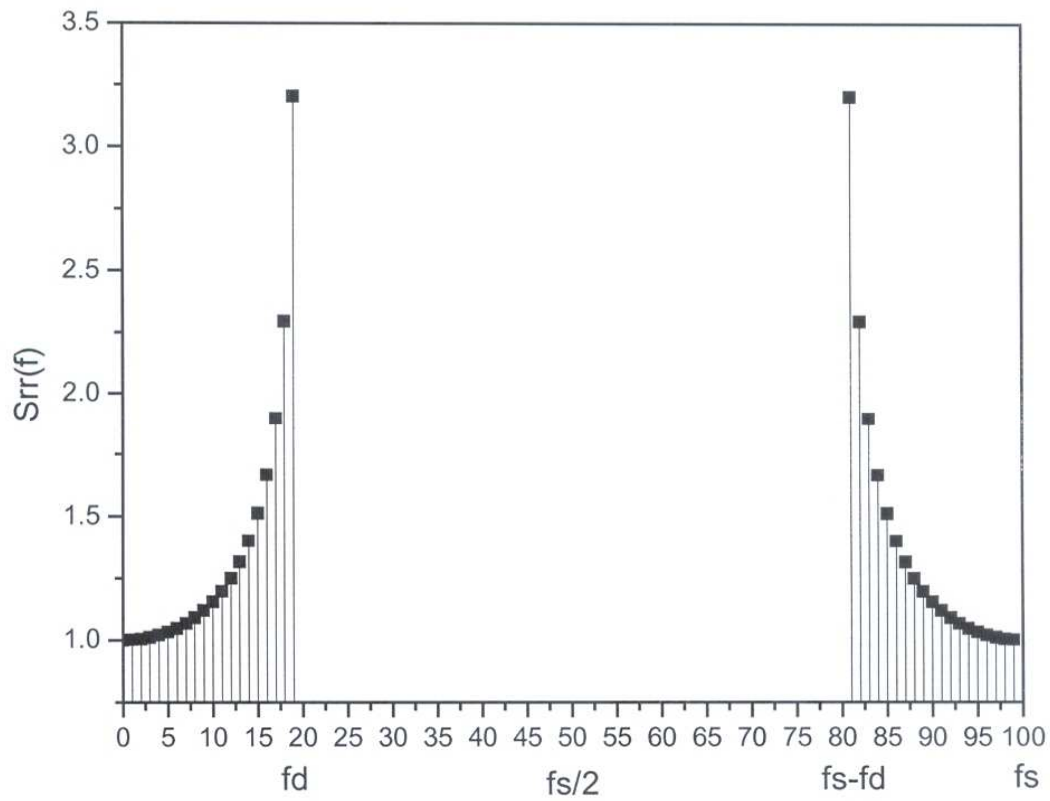


Figura 4.13 – Representação do Vetor de Amostras do Espectro Doppler

No método de simulação do espectro geramos as amostras de um processo aleatório Gaussiano complexo, $g(t) = g_I(t) + j g_Q(t)$, conforme exemplificado nas Figuras 4.14 e 4.15. As amostras deste processo são multiplicadas pela raiz quadrada das amostras do espectro Doppler, $\sqrt{S_{rr}(f)}$, aplicando-se então a IFFT para obtermos as amostras de um processo aleatório Gaussiano complexo correlacionado (desvanecimento Rayleigh).

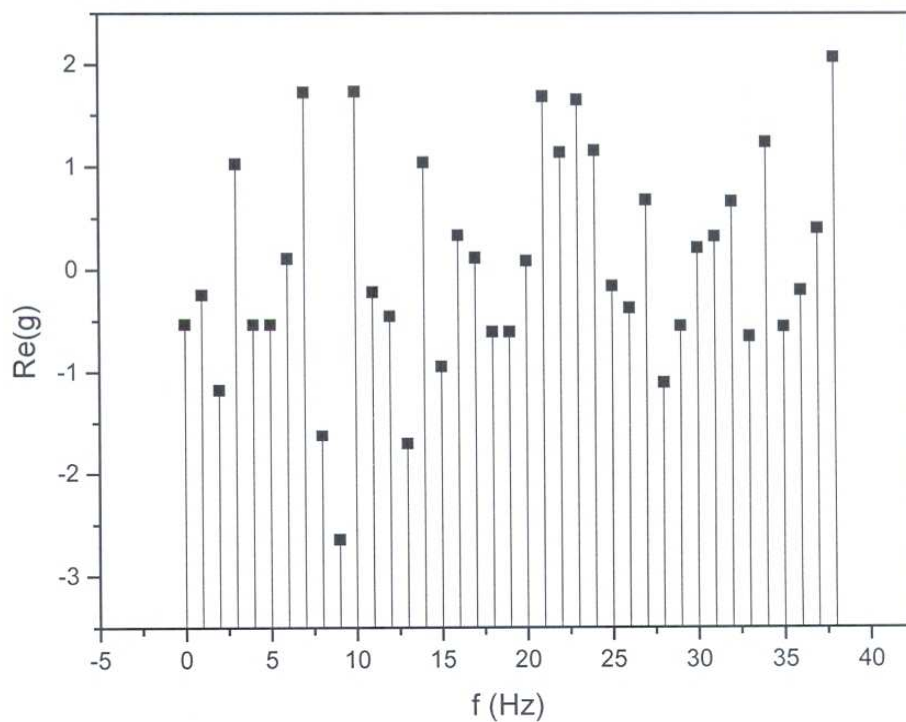


Figura 4.14 – Espectro Doppler Amostrado

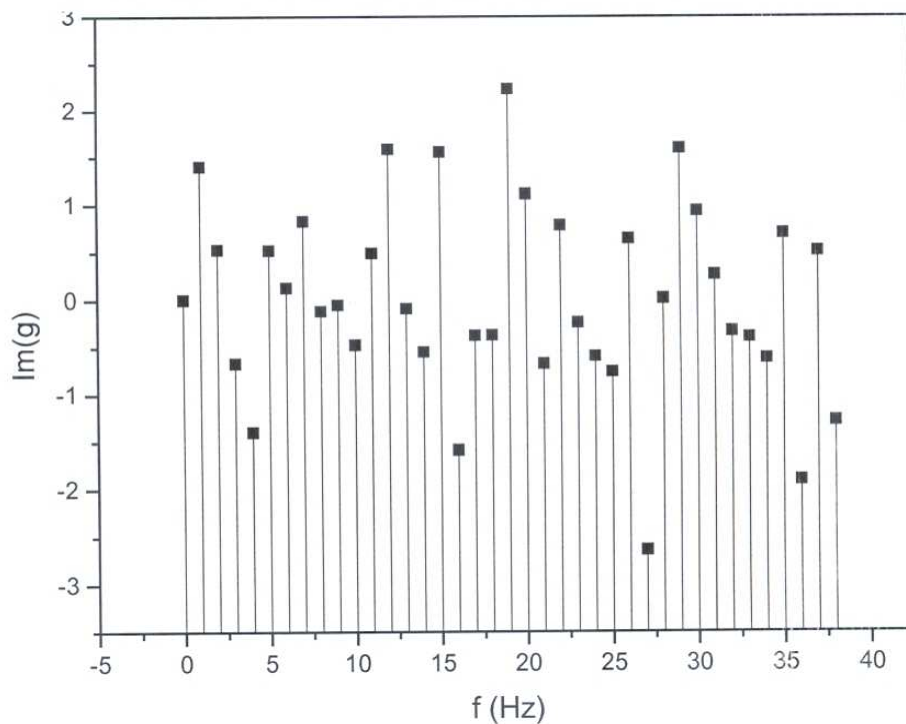


Figura 4.15 – Espectro Doppler Amostrado

A seguir será apresentada as telas do simulador que representam a modelagem do desvanecimento Rayleigh do método do espectro. A Figura 4.16 mostra a tela de seleção do simulador onde se é apresentado o menu com várias opções de modelos. Seleccionamos o submenu Rayleigh onde se encontra duas opções: Método do Espectro e Método do Espectro de Smith. Ambos os modelos são abordados nesta dissertação.

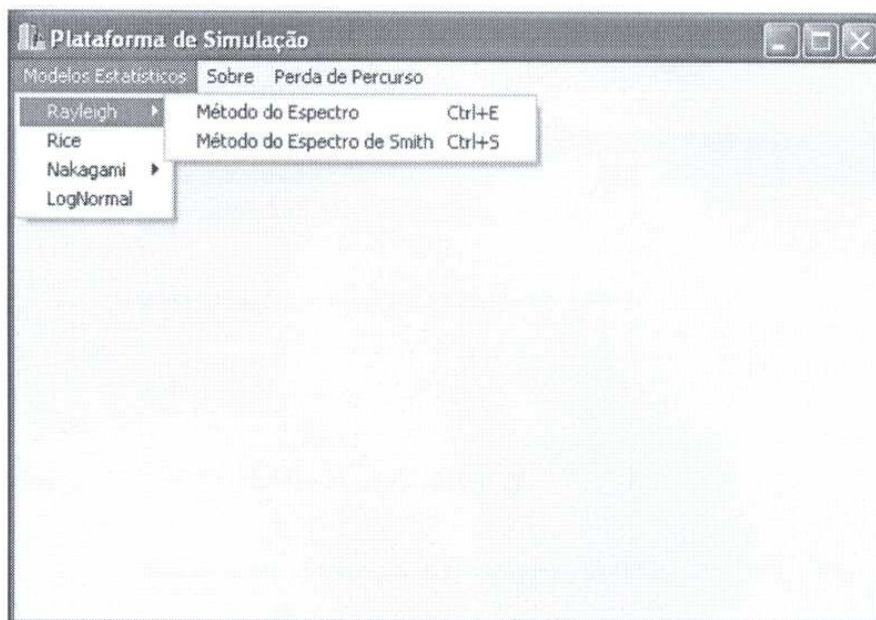


Figura 4.16 – Tela de Seleção do Modelo de Rayleigh

Para modelarmos esta seção selecionamos o primeiro modelo o “Método do Espectro”, o qual apresenta a tela vista na Figura 4.17. O campo 1 é inserida a velocidade do veículo, o campo 2 é a frequência do sinal, colocamos no campo 3 o tempo desejado de simulação e no campo 4 a quantidade de pontos desejada para a simulação (frequência de amostragem). Após ser especificados todos os parâmetros do modelo desejado podemos pressionar o botão 13 para realizar a simulação.

Velocidade (km/h):	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$:	
1	5	
Frequência (MHz):	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$:	
2	6	
Tempo (s):	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$:	
3	7	
Número de Pontos:	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$:	
4	8	
	Variância Sigma_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$:	
	9	
	Desvio Padrão - Sigma (Valor rms/ $\sqrt{2}$):	
	10	
	Potência Média Recebida (Variância - Sigma^2):	
	11	
	Exemplo	12
	Executar	13
	Fechar	14

Figura 4.17 – Tela do Modelo de Rayleigh do Método do Espectro

Ou se preferimos podemos utilizar o botão 12 para preencher automaticamente os campos de 1 a 4 com valores de exemplos, como pode ser visto na figura 4.18, onde a

velocidade do veículo é de 15 km/h, a frequência do sinal é de 900 MHz, 50 segundos de simulação com 4096 pontos de amostragem/segundo.

Modelo de Rayleigh - Método do Espectro

Velocidade (km/h): 15 1	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$: 5	Exemplo 12 Executar 13 Fechar 14
Frequência (MHz): 900 2	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$: 6	
Tempo (s): 50 3	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$: 7	
Número de Pontos: 4096 4	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$: 8	
	Variância σ_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$: 9	
	Desvio Padrão - σ (Valor rms/ $\sqrt{2}$): 10	
	Potência Média Recebida (Variância - σ^2): 11	

Figura 4.18 – Tela de Preenchimento do Botão Exemplo do Método do Espectro

Ao se pressionar agora o botão Executar (13) a simulação é executada e os valores são analisados e repassados ao usuário de duas formas: a primeira é o preenchimento dos campos de 5 a 11, conforme Figura 4.19, com os valores gerados pela simulação conforme entrada dos dados nos campos de 1 a 4, e a segunda é a geração de gráficos onde são comparados as amostras geradas pelo simulador com as curvas teóricas do modelo.

Modelo de Rayleigh - Método do Espectro

Velocidade (km/h): 15 1	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$: 0.89210637119 5	Exemplo 12 Executar 13 Fechar 14
Frequência (MHz): 900 2	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$: 0.99999999999 6	
Tempo (s): 50 3	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$: 0.79585377753 7	
Número de Pontos: 4096 4	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$: 0.99999999999 8	
	Variância σ_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$: 0.20414622246 9	
	Desvio Padrão - σ (Valor rms/ $\sqrt{2}$): 0.70710678118 10	
	Potência Média Recebida (Variância - σ^2): 0.49999999999 11	

Figura 4.19 – Tela do Modelo Rayleigh Após Execução da Simulação

Na segunda forma de apresentação ao usuário é onde podemos analisar os dados com maior fidelidade, pois é graficamente que comparamos se nosso modelo implementado realmente é eficaz realizando uma comparação entre os dados gerados e a curva teórica do modelo. O simulador gera três telas com gráficos as quais veremos com mais detalhes. Podemos observar na Figura 4.20 o desvanecimento Rayleigh para a simulação padrão, mostrando a envoltória do sinal recebido.

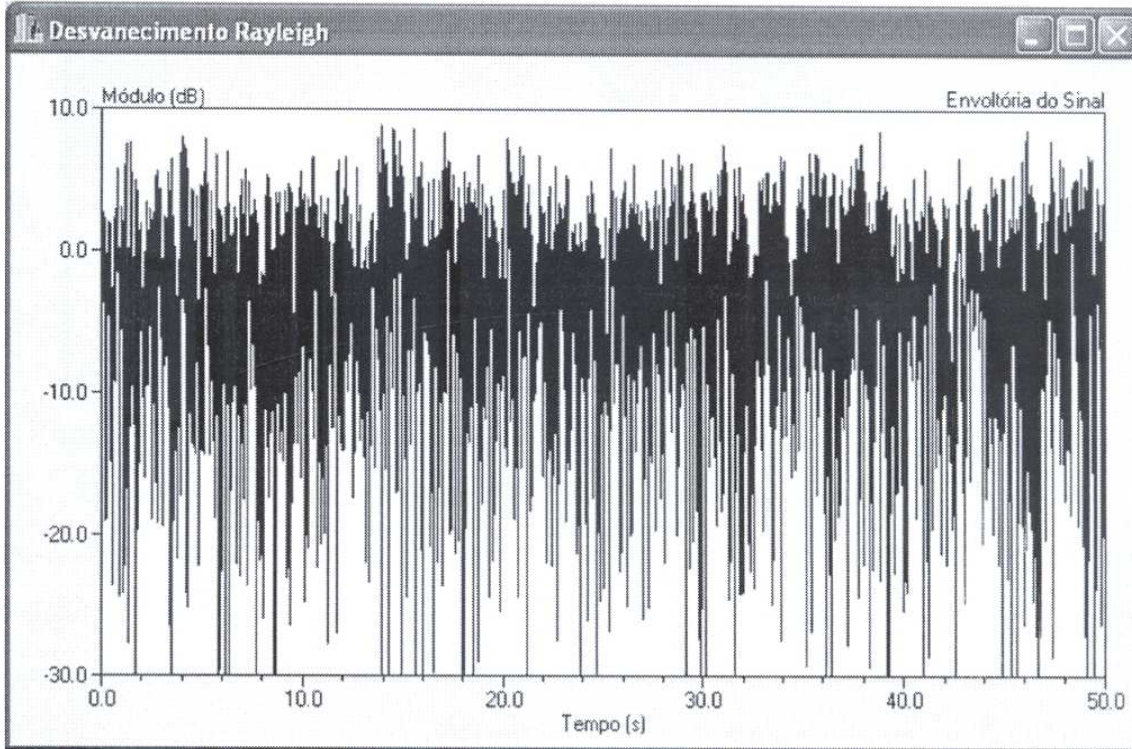


Figura 4.20 – Tela do Simulador do Desvanecimento Rayleigh

O segundo gráfico gerado, Figura 4.21, é o da densidade de probabilidade da envoltória onde é traçada a curva teórica (representado pela linha contínua no gráfico) e a curva estimada com as amostras geradas pelo simulador. Podemos verificar que os dados estimados estão muito próximos dos dados teóricos.

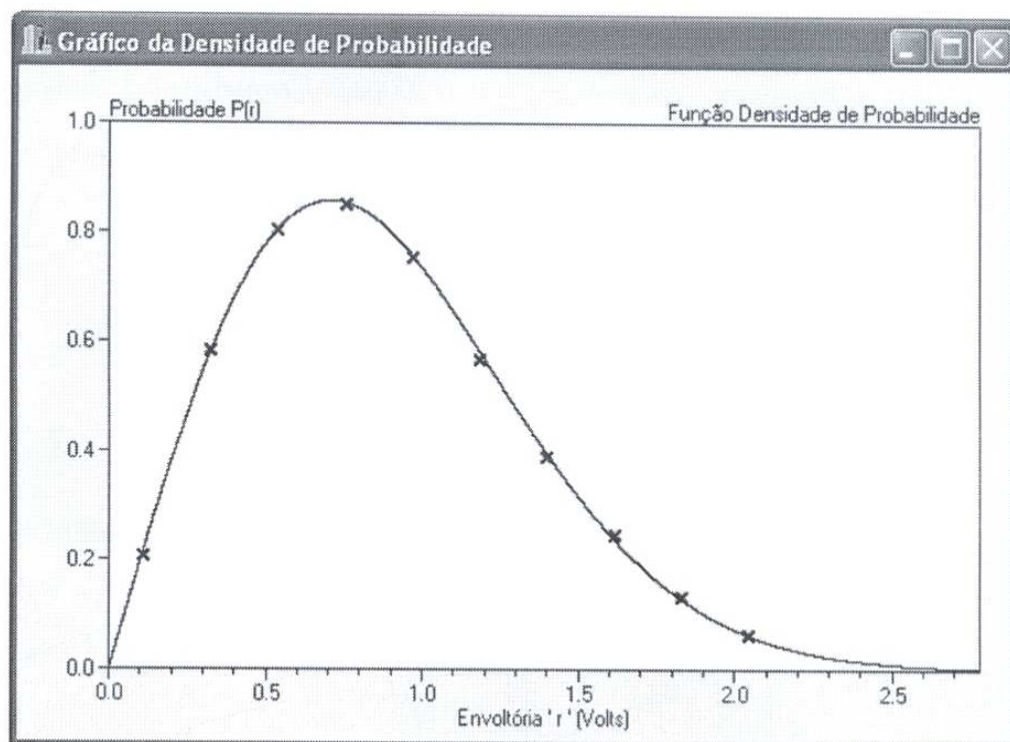


Figura 4.21 – Gráfico da Densidade de Probabilidade do Método do Espectro

O terceiro gráfico gerado, Figura 4.22, na realidade é uma janela onde se encontra quatro gráficos gerados que são: Função de Densidade de Probabilidade, Função de Distribuição de Probabilidade, Taxa de Cruzamento de Nível e Duração Média do Desvanecimento. Nesta janela podemos observar todos os casos da simulação e verificarmos a eficiência do modelo simulado. Analisaremos agora a Figura 4.22 que foi dividida em quatro quadros e a linha contínua representa a cursa teórica e as amostras geradas pelo simulador são representadas por "x", no quadro 1 repete novamente o gráfico anterior (Figura 4.21) da densidade de probabilidade, o quadro 2 representa a função da distribuição da probabilidade do sinal recebido estar naquela faixa (em dB), o quadro 3 representa a taxa de cruzamento do nível onde são verificadas as intensidades que as amostras geradas cruzam os níveis conforme nossa média (0dB) e por último o quadro 4 que representa a duração média do desvanecimento na transmissão a qual aumenta conforme se aproxima da média (0dB).

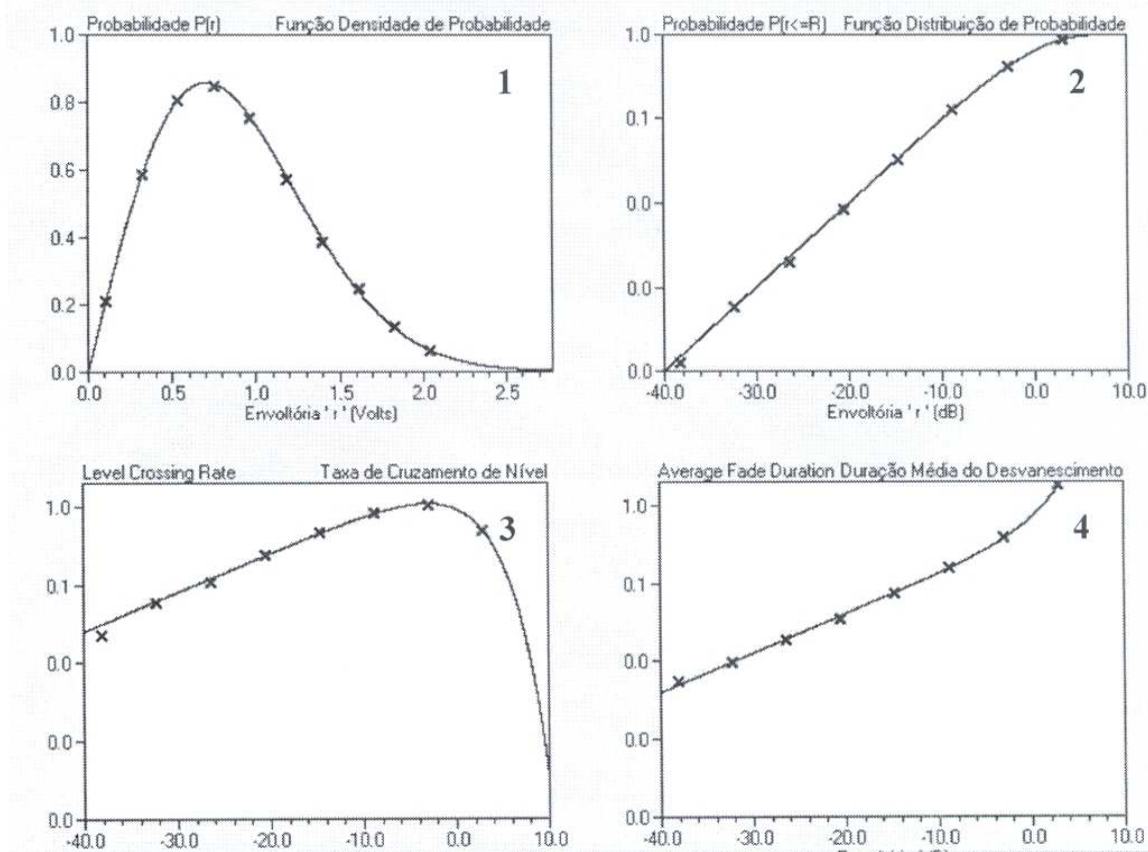


Figura 4.22 – Tela das Estatísticas do Método do Espectro

4.2.2 Método do Espectro de Smith

Uma implementação alternativa do método do espectro proposta por Smith [Smi75] também foi implementada no simulador. As etapas do método de Smith estão descritas abaixo:

- Especificar o número de pontos no domínio da frequência, N , usados para representar $\sqrt{S_{rr}(f)}$ e o máximo deslocamento da frequência Doppler f_m . O valor usado para N é usualmente potência de 2, para simplificar o cálculo da IFFT;
- Calcular o espaçamento em frequência entre amostras espectrais adjacentes como, $\Delta f = 2 \cdot f_m / (N - 1)$. Isto define a duração no tempo da forma de onda simulada, $t_{sim} = 1 / \Delta f$;
- Gerar amostras de variáveis aleatórias gaussianas complexas para cada uma das $N/2$ componentes de frequências positivas;

- d) Construir as componentes negativas de frequência da fonte de ruído conjugando-se os valores complexos das amostras correspondentes as frequências positivas e atribuindo estes aos valores negativos de frequência;
- e) Multiplicar as componentes em fase e quadratura das fontes de ruído por $\sqrt{S_{rr}(f)}$;
- f) Calcular a IFFT dos sinais resultantes em fase e quadratura no domínio da frequência, resultando em duas séries temporais de comprimento N .
- g) Adicionar o módulo ao quadrado de cada ponto de sinal no tempo, para criar uma série temporal de N pontos;
- h) Tirar a raiz quadrada da soma obtida na etapa anterior para se obter as N amostras do desvanecimento Rayleigh simulado, com o espalhamento Doppler e a correlação temporal apropriada.

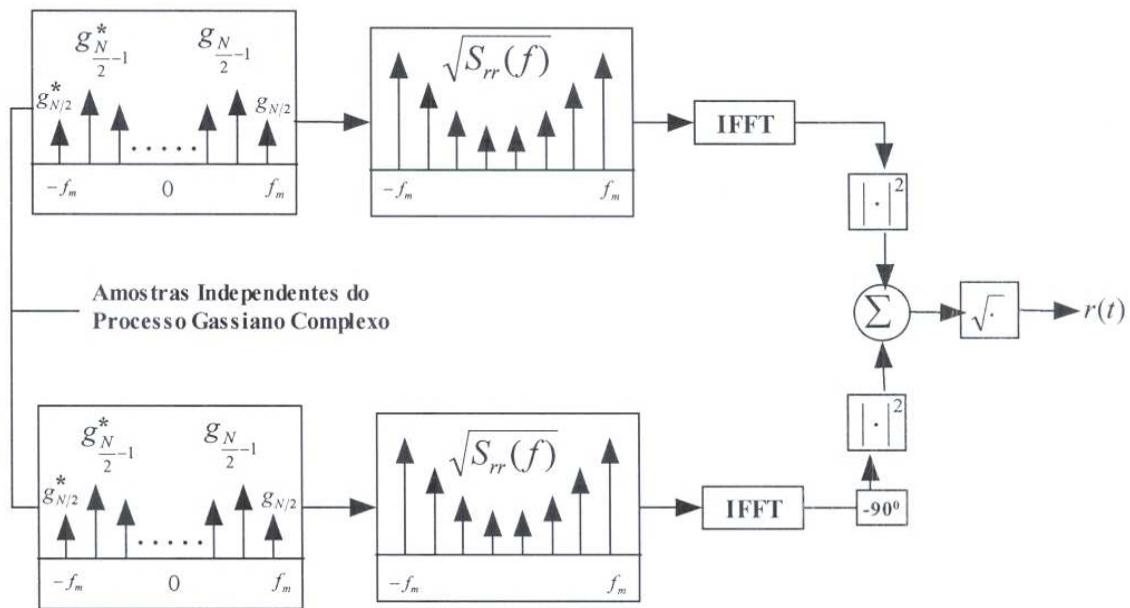


Figura 4.23 – Implementação no Domínio da Frequência Rayleigh em Banda Base

No simulador as telas deste modelo seguem as mesmas seqüências do método do espectro (Figura 4.17 e 4.18), pois os parâmetros de entrada são idênticos modificando apenas a forma como os dados são gerados. Este modelo apresentou-se um pouco menos eficiente que o modelo do espectro mostrado anteriormente, mas também se mostra eficiente para a modelagem da transmissão.

4.3 Simulação do Desvanecimento Rice

Para a simulação do desvanecimento Rice geramos inicialmente amostras de um processo aleatório Gaussiano complexo correlacionado, ou seja, desvanecimento Rayleigh. Definimos a potência média das componentes difusas, $\sigma^2 = 1/2$, pois estamos assumindo o valor rms da envoltória da componente difusa normalizado, $\sqrt{E[r^2]} = \sqrt{2} \sigma = 1$. O fator K de Rice também deve ser especificado em dB. A partir do fator K podemos determinar a amplitude de pico da componente direta,

$$k = \sigma \cdot \sqrt{2 \cdot \left(10^{\frac{K(dB)}{10}} \right)} \quad (4.7)$$

Também devemos associar uma fase com a componente direta, θ . A partir das componentes em fase e quadratura do desvanecimento Rayleigh obtemos a distribuição de Rice adicionando-se a cada componentes (fase/quadratura) as projeções da componente direta.

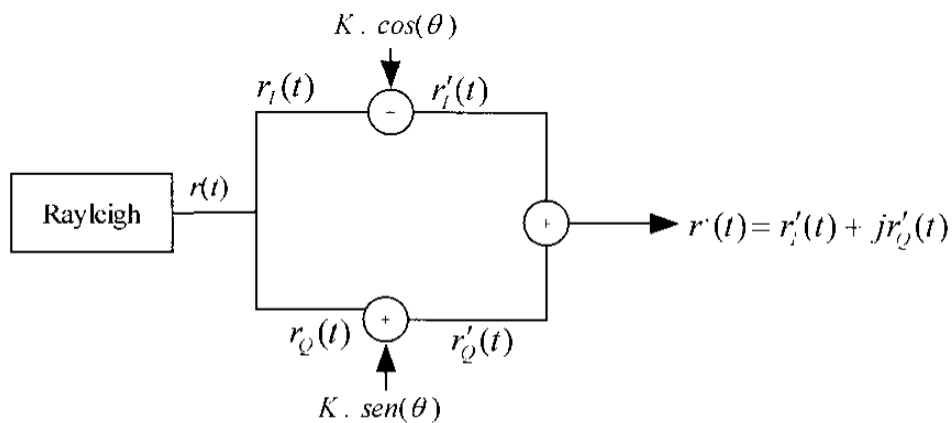


Figura 4.24 – Diagrama da Distribuição Rice

Este modelo foi implementado no simulador. Para selecionarmos, na tela principal do simulador clicamos na barra de menu Modelos Estatísticos e selecionamos Rice, Figura 4.25, abrirá a tela para entrarmos com os parâmetros a serem simulados, Figura 4.26.

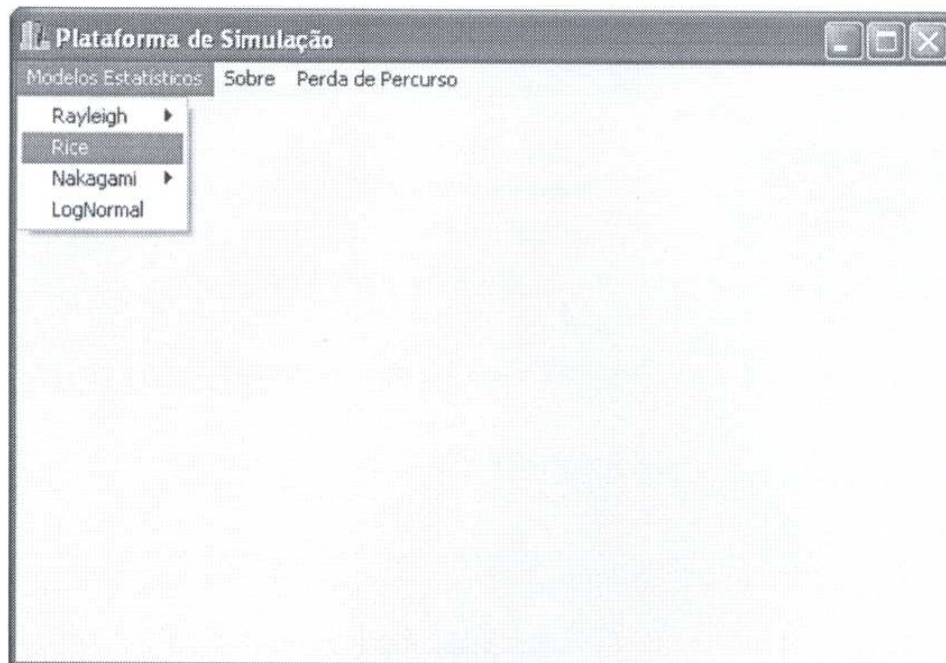


Figura 4.25 – Tela para Seleção do Modelo Rice

Nesta tela entraremos com todos os parâmetros do modelo Rice para gerarmos amostras da simulação. Observe que esta tela é quase idêntica a do modelo Rayleigh tendo apenas o diferencial da inclusão do campo “Fator Rice” (ver Figura 4.26 campo 15) que representa o fator da linha de visada presente neste modelo e que não é presente no modelo de Rayleigh.

A tela é composta dos seguintes parâmetros: campo 1 é inserida a velocidade do veículo, o campo 2 é a frequência do sinal, colocamos no campo 3 o tempo desejado de simulação e no campo 4 a quantidade de pontos desejada para a simulação (frequência de amostragem). No campo (15). é inserido o valor do fator de Rice. Após ser especificados todos os parâmetros do modelo desejado podemos pressionar o botão 13 para realizar a simulação.

Modelo de Rice

Velocidade (km/h):	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$:	
1	5	
Frequência (MHz):	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$:	
2	6	
Tempo (s):	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$:	
3	7	
Número de Pontos:	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$:	
4	8	
Fator Rice - K (dB)	Variância σ_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$:	
15	9	
	Desvio Padrão - Sigma (Valor rms/sqrt(2)):	
	10	
	Potência Média Recebida (Variância - σ^2):	
	11	

12

13

14

Figura 4.26 – Tela do Modelo de Rice

Ou se preferimos podemos utilizar o botão **12** para preencher automaticamente os campos de **1** a **4** e **15** com valores de exemplos, como pode ser visto na figura 4.27, onde a velocidade do veículo é de 15 km/h, a frequência do sinal é de 900 MHz, 50 segundos de simulação com 4096 pontos de amostragem/segundo e fator Rice 3 dB.

Modelo de Rice

Velocidade (km/h):	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$:	
15 1	5	
Frequência (MHz):	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$:	
900 2	6	
Tempo (s):	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$:	
50 3	7	
Número de Pontos:	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$:	
4096 4	8	
Fator Rice - K (dB)	Variância σ_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$:	
3 15	9	
	Desvio Padrão - Sigma (Valor rms/sqrt(2)):	
	10	
	Potência Média Recebida (Variância - σ^2):	
	11	

12

13

14

Figura 4.27 – Tela de Preenchimento do Botão Executar do Método de Rice

Ao se pressionar agora o botão Executar (**13**) a simulação é executada e os valores são analisados e repassados ao usuário de duas formas: a primeira é o preenchimento dos

campos de 5 a 11, conforme Figura 4.28, com os valores gerados pela simulação conforme entrada dos dados nos campos de 1 a 4 e 15, e a segunda é a geração de gráficos onde são comparados as amostras geradas pelo simulador com as curvas teóricas do modelo.

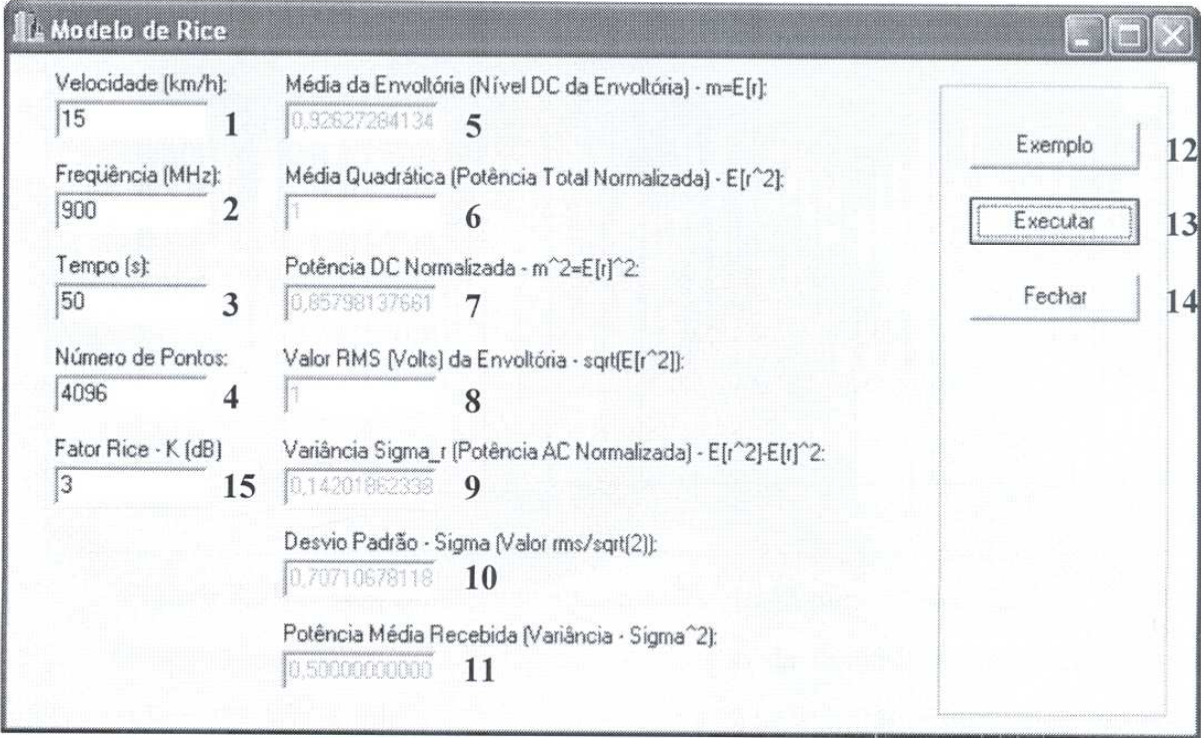


Figura 4.28 – Tela do Modelo Rice Após a Simulação

Na segunda forma de apresentação ao usuário é onde podemos analisar os dados com maior fidelidade, pois é graficamente que comparamos se nosso modelo implementado realmente é eficaz realizando uma comparação entre os dados gerados e a curva teórica do modelo. O simulador gera três telas com gráficos as quais veremos com mais detalhes. Podemos observar na Figura 4.29 o desvanecimento Rayleigh para a simulação padrão, mostrando a envoltória do sinal recebido. Através do desvanecimento Rayleigh é que se aplica o modelo Rice inserindo apenas o fator de Rice K .

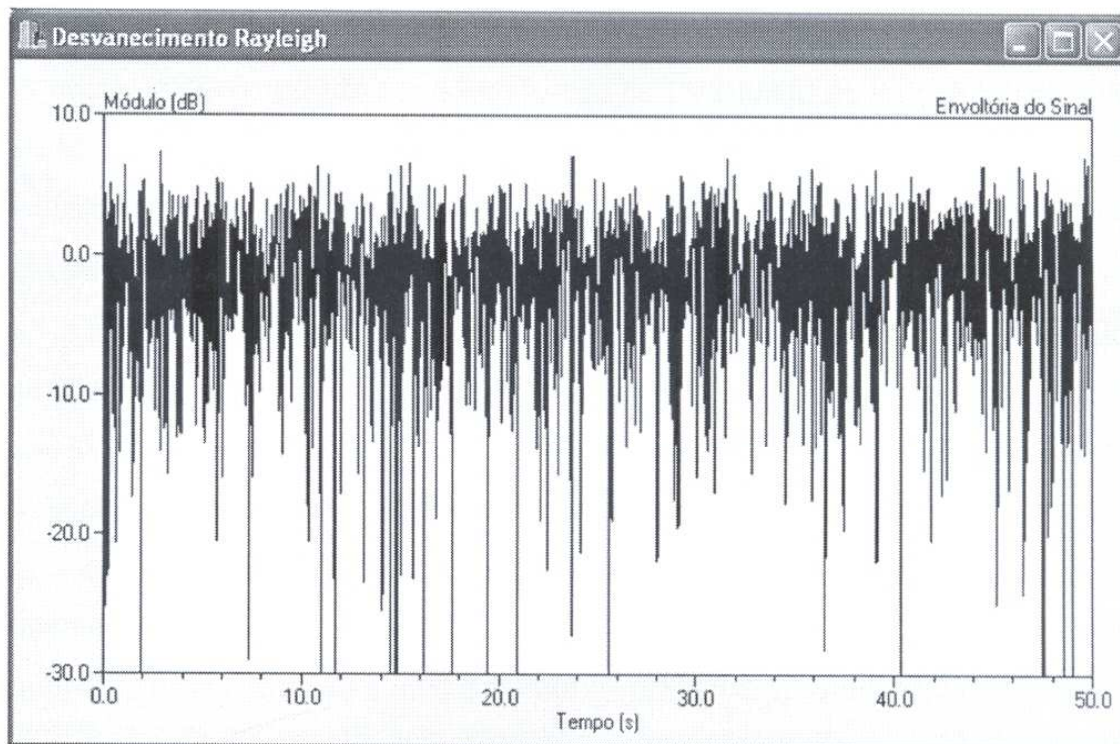


Figura 4.29 – Tela do Desvanecimento Rayleigh para o Modelo Rice

O segundo gráfico gerado, Figura 4.30, é o da densidade de probabilidade da envoltória onde é traçada a curva teórica (representado pela linha contínua no gráfico) e a curva estimada com as amostras geradas pelo simulador. Podemos verificar que os dados estimados estão muito próximos dos dados teóricos.

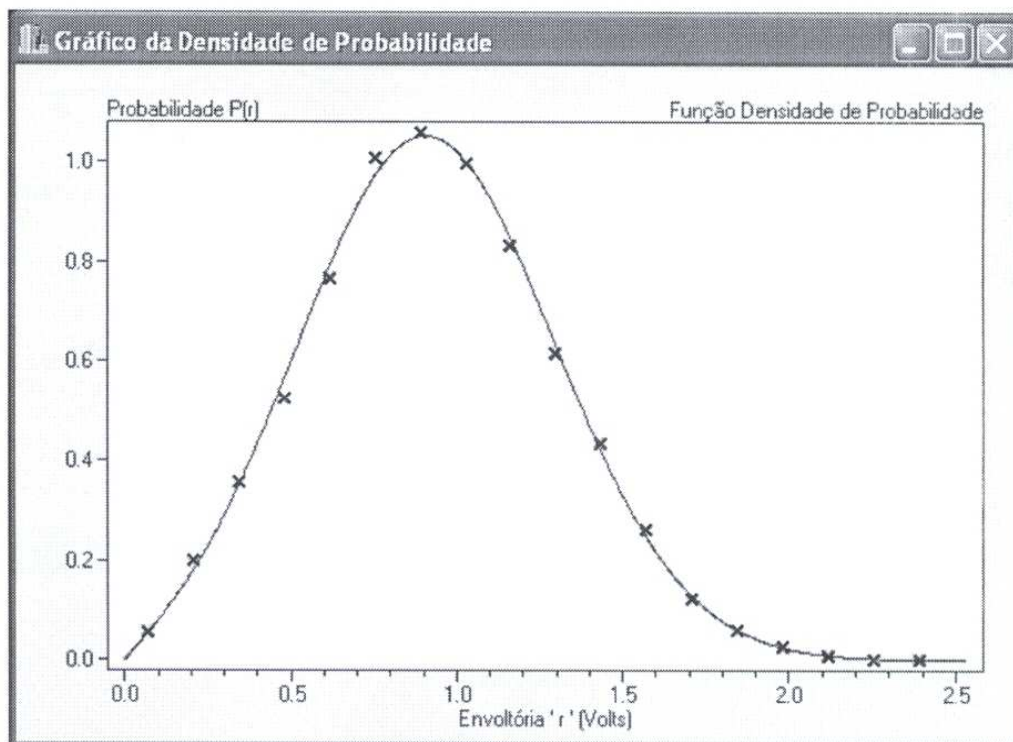


Figura 4.30 – Gráfico da Densidade de Probabilidade do Modelo Rice

O terceiro gráfico gerado, Figura 4.31, na realidade é uma janela onde se encontra quatro gráficos gerado que são: Função de Densidade de Probabilidade, Função de Distribuição de Probabilidade, Taxa de Cruzamento de Nível e Duração Média do Desvanecimento. Nesta janela podemos observar todos os casos da simulação e verificarmos a eficiência do modelo simulado. Analisaremos agora a Figura 4.31 que foi dividida em quatro quadros e a linha contínua representa a cursa teórica e as amostras geradas pelo simulador são representadas por “x”, no quadro 1 repete novamente o gráfico anterior (Figura 4.30) da densidade de probabilidade, o quadro 2 representa a função da distribuição da probabilidade do sinal recebido estar naquela faixa (em dB), o quadro 3 representa a taxa de cruzamento do nível onde são verificadas as intensidades que as amostras geradas cruzam os níveis conforme nossa média (0dB) e por último o quadro 4 que representa a duração média do desvanecimento na transmissão a qual aumenta conforme se aproxima da média (0dB).

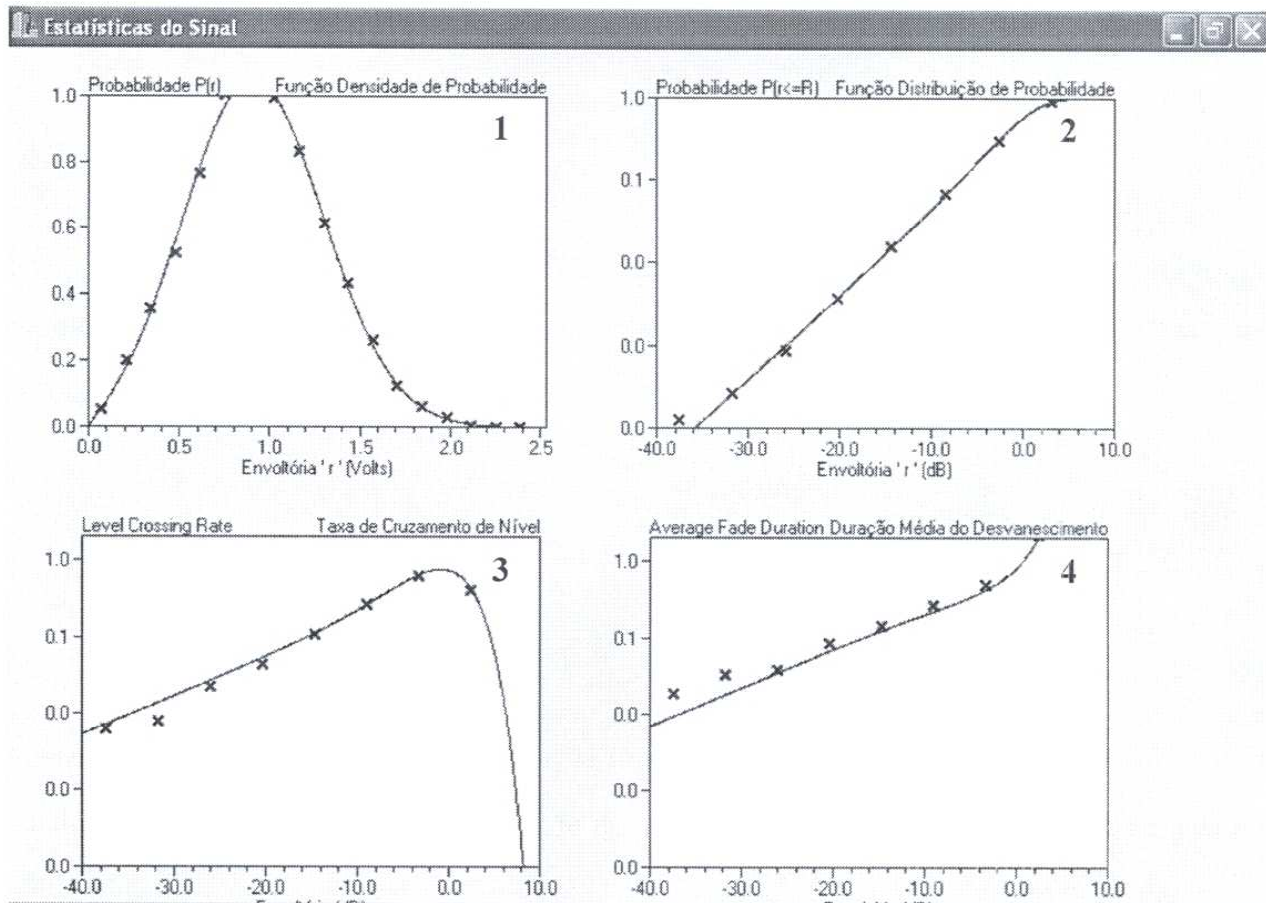


Figura 4.31 – Tela das Estatísticas do Modelo Rice

4.4 Simulação do Desvanecimento Nakagami-m

A distribuição de Nakagami se relaciona com outras distribuições. Duas relações úteis associam o parâmetro K de Rice e σ^2 com os parâmetros m e Ω da distribuição de Nakagami, $m = \frac{(1+k)^2}{2k+1}$ e $\sigma^2 = \frac{\Omega}{2} \left(1 - \sqrt{1 - m^{-1}}\right)$. Contudo, a fórmula de inter relação do Rice com o Nakagami não coincide exatamente, são apenas aproximações. Assim, as estatísticas de Nakagami podem ser obtidas apenas de uma maneira aproximada. Além disso as relações entre k e m são válidas apenas para $m \geq 1$. Não são válidas para $0,5 \leq m < 1$. No simulador implementamos dois métodos propostos na literatura. O primeiro método de simulação implementado foi o proposto em [Yac99] e o segundo método foi o proposto em [Bea01].

4.4.1 Método de Simulação 1

O primeiro método de simulação implementado foi proposto em [Yac99]. O modelo proposto sugere que a potência do sinal Nakagami iguala-se a soma de $n = 2m$ sinais Gaussianos, $n > 0$.

$$r^2 = r_0^2 + \sum_{i=1}^{(n-1)/2} r_i^2, \quad n \text{ ímpar} \quad (4.8)$$

e

$$r^2 = \sum_{i=1}^{n/2} r_i^2, \quad n \text{ par} \quad (4.9)$$

onde n é um inteiro não zero positivo, r_0 é uma distribuição gaussiana semipositiva e r_i tem distribuição Rayleigh. A função densidade de probabilidade Nakagami-m da potência do sinal é dada por

$$p(w) = \left(\frac{m}{\bar{w}}\right)^m \frac{w^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mw}{\bar{w}}\right), \quad (4.10)$$

onde $w = r^2/2$ é a potência e $\bar{w}$ é a potência média,

$$\bar{w} = E[w] = \frac{n}{2} \cdot \sigma^2. \quad (4.11)$$

Estas relações são válidas apenas para $m = n/2$, onde n é um inteiro não nulo.

O parâmetro " m " pode ser separado em parte fracionária ou parte inteira e parte fracionária quando " m " for maior que 1.

No algoritmo apresentado na Figura 4.32, " m_i " representa a parte inteira e " m_d " a parte fracionária de " m ".

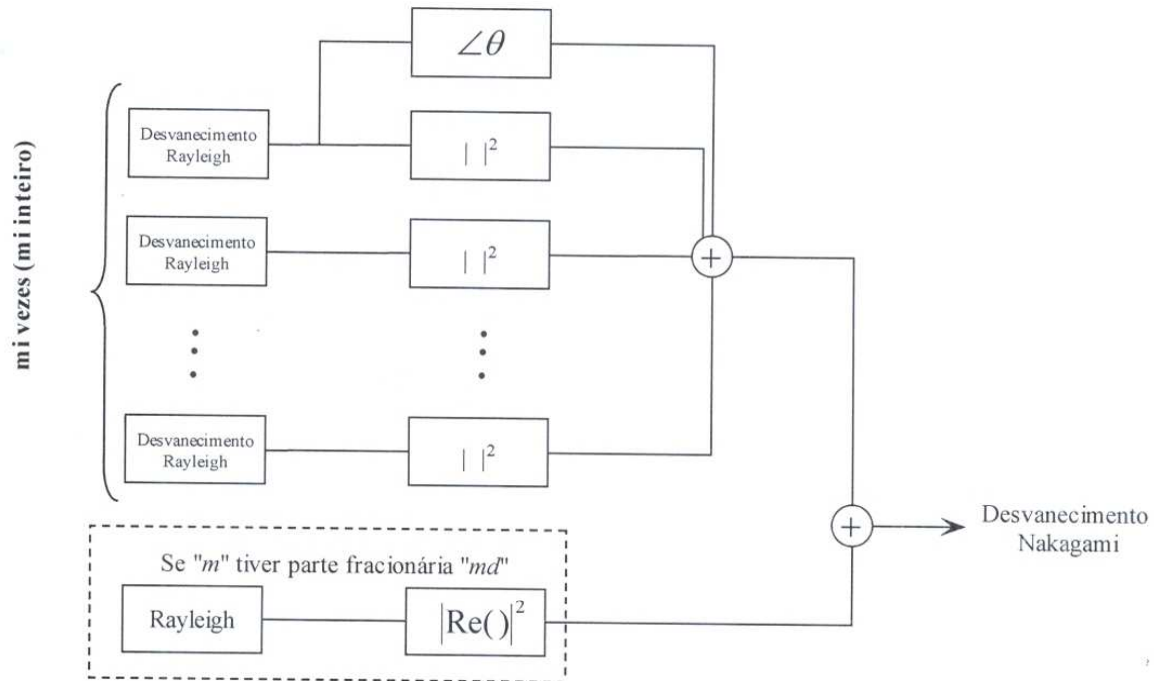


Figura 4.32 - Método de Simulação 1 Nakagami

No simulador está implementado este modelo. Na Figura 4.33 demonstra a tela principal de seleção dos modelos de Nakagami, neste caso os dois modelos abrangidos na dissertação que é o método de Yacoub [Yac99] e o outro é o método de Beaulieu [Beu01].

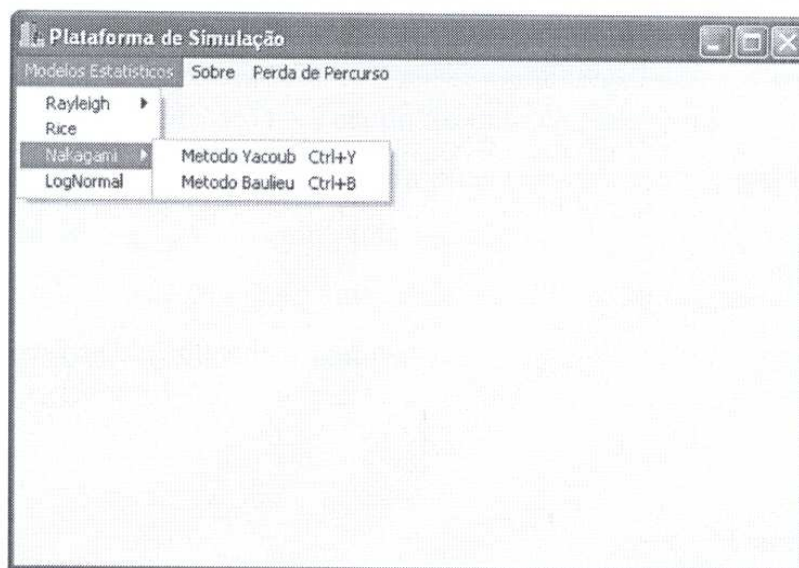


Figura 4.33 – Tela de Seleção Nakagami

Nesta tela entraremos com todos os parâmetros do modelo Nakagami proposto por Yacoub para gerarmos amostras da simulação. Observe que esta tela é quase idêntica a do modelo Rayleigh tendo apenas o diferencial da inclusão do campo “parâmetro” (ver Figura 4.34 campo 15) que representa a severidade ou a intensidade da amplitude do desvanecimento.

A tela é composta dos seguintes parâmetros: campo 1 é inserida a velocidade do veículo, o campo 2 é a frequência do sinal, colocamos no campo 3 o tempo desejado de simulação e no campo 4 a quantidade de pontos desejada para a simulação (frequência de amostragem). No campo (15). é inserido o valor da intensidade da amplitude do sinal. Após ser especificados todos os parâmetros do modelo desejado podemos pressionar o botão 13 para realizar a simulação.

Figura 4.34 – Tela do Modelo de Nakagami

Ou pode-se utilizar o botão 12 para preencher automaticamente os campos de 1 a 4 e 15 com valores de exemplos, como pode ser visto na figura 4.35, onde a velocidade do veículo é de 15 km/h, a frequência do sinal é de 900 MHz, 50 segundos de simulação com 4096 pontos de amostragem/segundo e parâmetro 4.

Modelo de Nakagami

Velocidade (km/h): 15	1	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$: 5	5
Frequência (MHz): 900	2	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$: 6	6
Tempo (s): 50	3	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$: 7	7
Número de Pontos: 4096	4	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$: 8	8
		Variância Σ_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$: 9	9
Parâmetro m 4	15	Desvio Padrão - Sigma (Valor rms/ $\sqrt{2}$): 10	10
		Potência Média Recebida (Variância - Σ^2): 11	11

Exemplo 12

Executar 13

Fechar 14

Figura 4.35 - Tela de Preenchimento do Botão Executar do Método de Nakagami

Ao se pressionar agora o botão Executar (13) a simulação é executada e os valores são analisados e repassados ao usuário de duas formas: a primeira é o preenchimento dos campos de 5 a 11, conforme Figura 4.36, com os valores gerados pela simulação conforme entrada dos dados nos campos de 1 a 4 e 15, e a segunda é a geração de gráficos onde são comparados as amostras geradas pelo simulador com as curvas teóricas do modelo.

Modelo de Nakagami

Velocidade (km/h): 15	1	Média da Envoltória (Nível DC da Envoltória) - $m=E[r]$: 0,97015090705	5
Frequência (MHz): 900	2	Média Quadrática (Potência Total Normalizada) - $E[r^2]$: 1	6
Tempo (s): 50	3	Potência DC Normalizada - $m^2=E[r]^2$: 0,94119278248	7
Número de Pontos: 4096	4	Valor RMS (Volts) da Envoltória - $\sqrt{E[r^2]}$: 1	8
		Variância Σ_r (Potência AC Normalizada) - $E[r^2]-E[r]^2$: 0,05880721751	9
Parâmetro m 4	15	Desvio Padrão - Sigma (Valor rms/ $\sqrt{2}$): 0,70710678118	10
		Potência Média Recebida (Variância - Σ^2): 0,5	11

Exemplo 12

Executar 13

Fechar 14

Figura 4.36 – Tela do Modelo Nakagami Após a Simulação

Na segunda forma de apresentação ao usuário é onde podemos analisar os dados com maior fidelidade, pois é graficamente que comparamos se nosso modelo implementado realmente é eficaz realizando uma comparação entre os dados gerados e a curva teórica do modelo. O simulador gera três telas com gráficos as quais veremos com mais detalhes. Podemos observar na Figura 4.37 o desvanecimento Rayleigh para a simulação padrão, mostrando a envoltória do sinal recebido. Através do desvanecimento Rayleigh é que se aplica o modelo Nakagami inserindo apenas o parâmetro m .

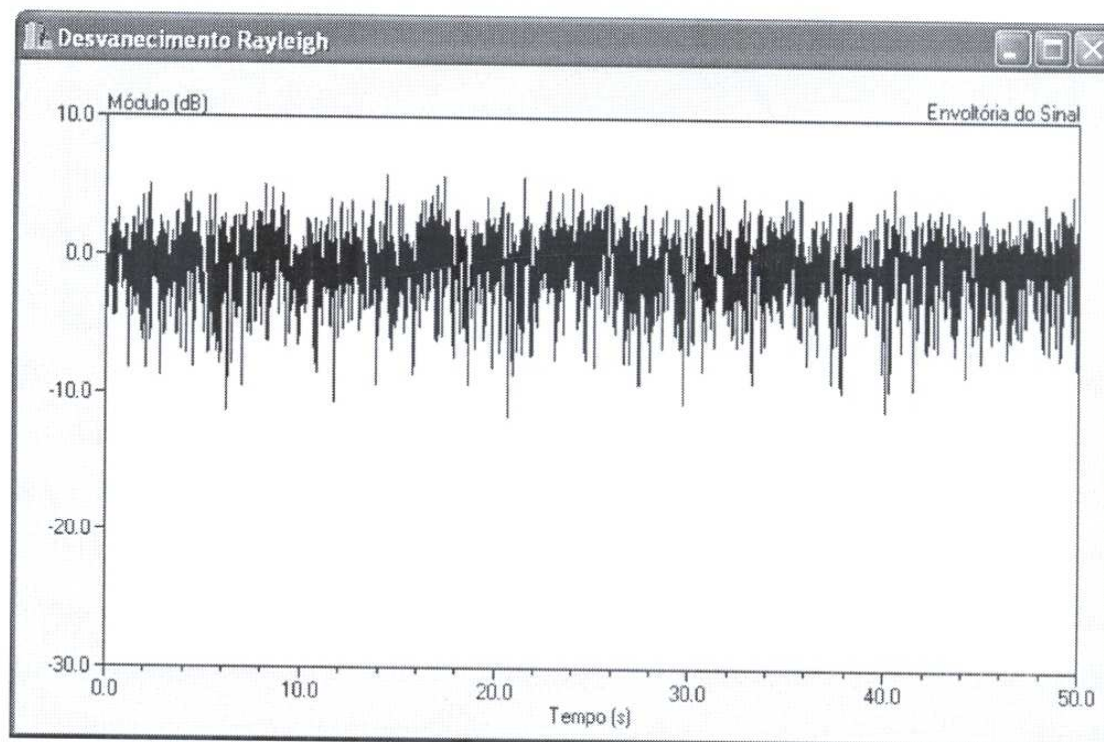


Figura 4.37 – Tela do Desvanecimento Rayleigh para o Modelo Rice

O segundo gráfico gerado, Figura 4.38, é o da densidade de probabilidade da envoltória onde é traçada a curva teórica (representado pela linha contínua no gráfico) e a curva estimada com as amostras geradas pelo simulador. Podemos verificar que os dados estimados estão muito próximos dos dados teóricos.

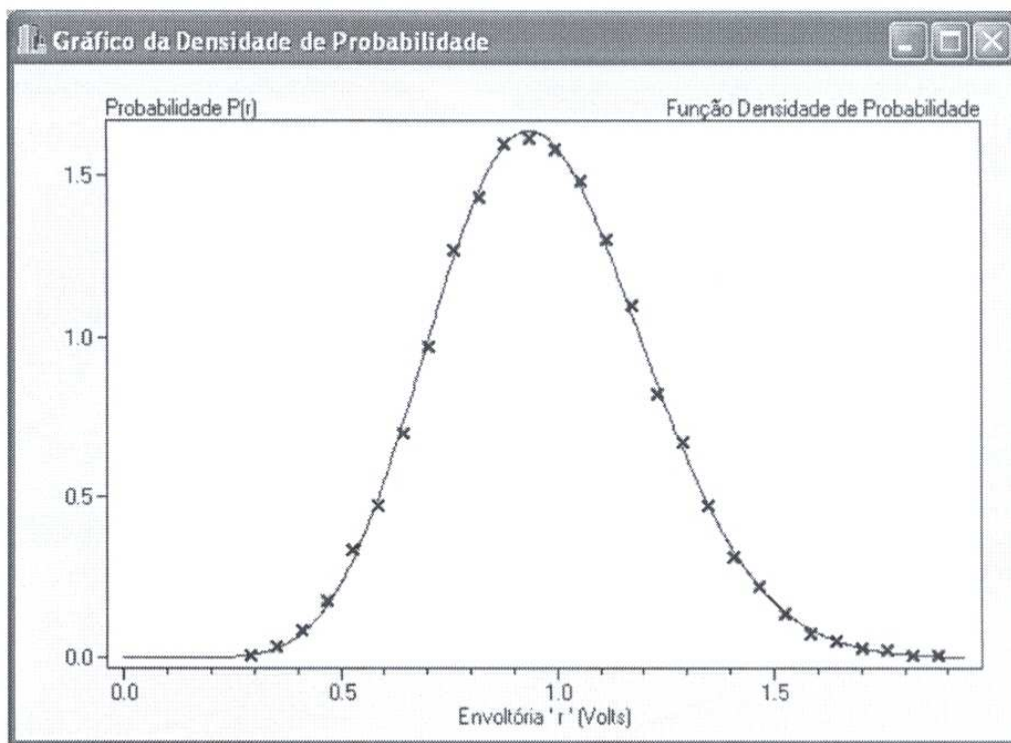


Figura 4.38 – Gráfico da Densidade de Probabilidade do Modelo Nakagami de Yacoub

O terceiro gráfico gerado, Figura 4.39, na realidade é uma janela onde se encontra quatro gráficos gerados que são: Função de Densidade de Probabilidade, Função de Distribuição de Probabilidade, Taxa de Cruzamento de Nível e Duração Média do Desvanecimento. Nesta janela podemos observar todos os casos da simulação e verificarmos a eficiência do modelo simulado. Analisaremos agora a Figura 4.39 que foi dividida em quatro quadros e a linha contínua representa a curva teórica e as amostras geradas pelo simulador são representadas por “x”, no quadro 1 repete novamente o gráfico anterior (Figura 4.30) da densidade de probabilidade, o quadro 2 representa a função da distribuição da probabilidade do sinal recebido estar naquela faixa (em dB), o quadro 3 representa a taxa de cruzamento do nível onde são verificadas as intensidades que as amostras geradas cruzam os níveis conforme nossa média (0dB) e por último o quadro 4 que representa a duração média do desvanecimento na transmissão a qual aumenta conforme se aproxima da média (0dB).

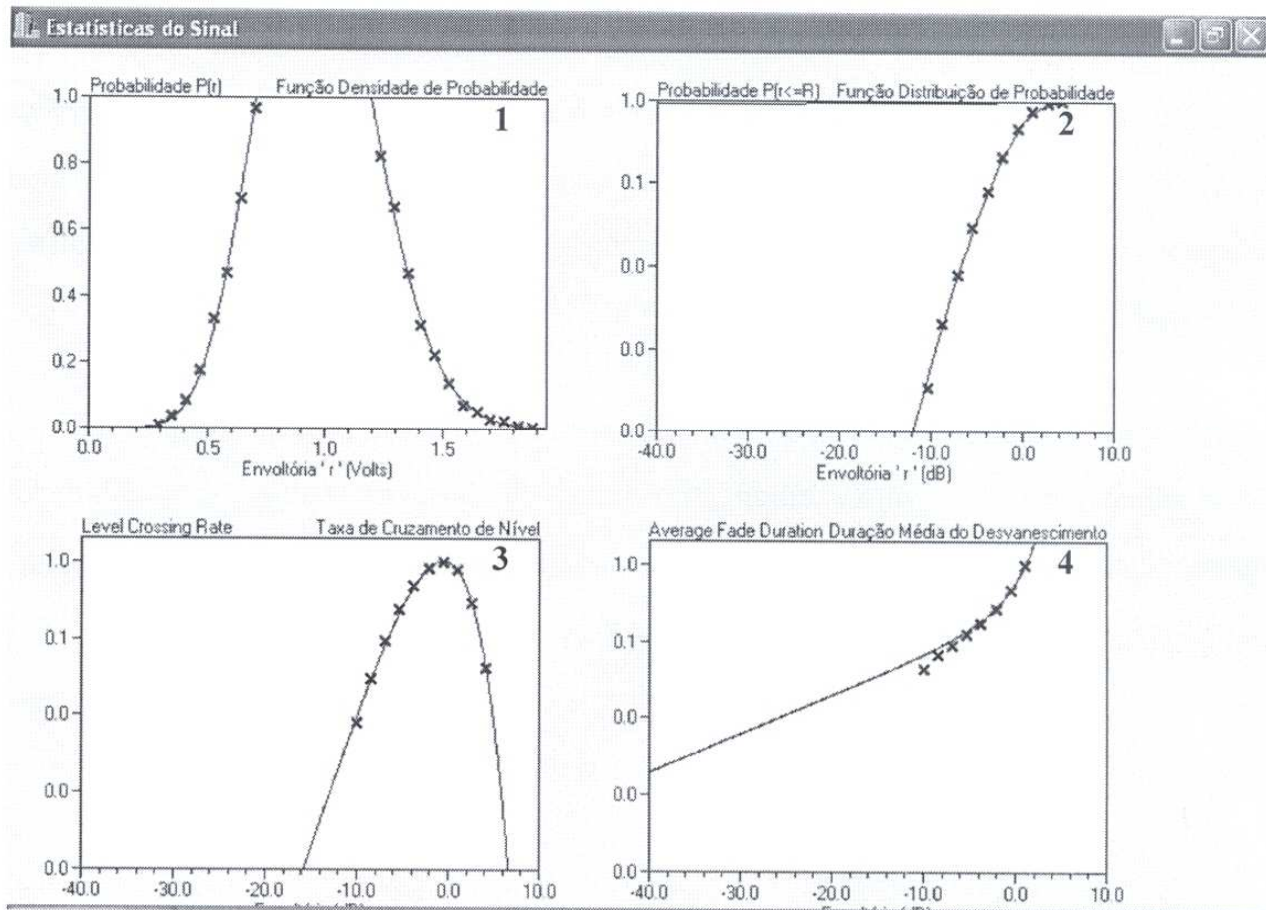


Figura 4.39 – Tela das Estatísticas do Modelo Nakagami do Modelo de Yacoub

4.4.2 Método de Simulação 2

A raiz quadrada da soma de n variáveis aleatórias Gaussianas ao quadrado, de média zero e identicamente distribuídas leva a uma distribuição de Nakagami com $m = n/2$. Isso leva a um método de força bruta para inteiros e metades de “ m ” [Yac99][Pro01]. Portanto o método de simulação proposto em [Yac99] é um método de simulação exato, mas pode ser implementado apenas para valores de m múltiplos de $1/2$. Neste sentido implementamos um segundo método, que foi proposto em [Bea01]. No método proposto em [Bea01] geramos inicialmente a envoltória de um sinal com desvanecimento Rayleigh, tendo propriedades específicas de autocorrelação e fase. Denotando por R a variável aleatória Rayleigh da envoltória do sinal recebido e por Θ a variável aleatória que corresponde a fase de R , é aplicada a seguinte transformação de variável aleatória,

$$u = F_{\text{Rayleigh}}(r) = 1 - \exp(-r^2/2\sigma^2), \quad (4.12)$$

onde $F_{Rayleigh}(r)$ é a função distribuição acumulada de probabilidade da variável aleatória Rayleigh e $\sigma^2 = E[R^2]$. Isso transforma a variável aleatória R , com distribuição Rayleigh, numa variável aleatória com distribuição uniforme entre zero e um $(0,1)$. A função distribuição acumulada de probabilidade de uma variável aleatória Nakagami- m é dada por

$$F_{Nakagami}(r) = \int_0^r \frac{2m^m t^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} t^2\right) dt. \quad (4.13)$$

A transformação de uma variável aleatória uniforme, u , por uma função distribuição de probabilidade acumulada inversa, $F^{-1}(x)$, resulta numa variável aleatória tendo função distribuição de probabilidade acumulada $F(x)$. Portanto aplicando a transformação $A = F_{Nakagami}^{-1}(u) = F_{Nakagami}^{-1}[F_{Rayleigh}(u)]$ na variável aleatória uniforme, u , teremos uma variável aleatória com distribuição de Nakagami- m . A figura 4.14 apresenta um diagrama de blocos do método de simulação proposto em [Bea01].

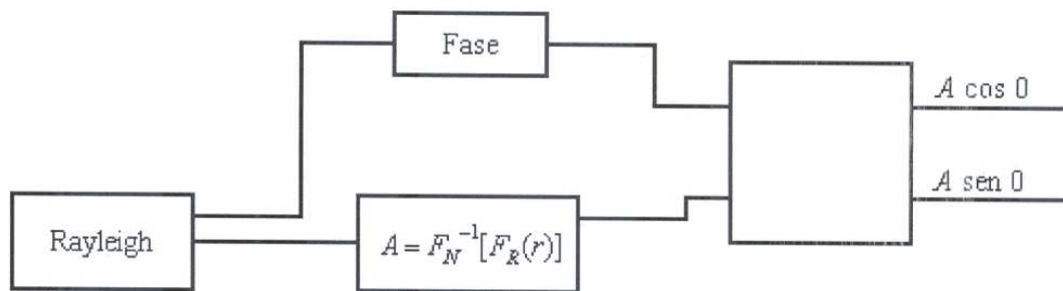


Figura 4.40 – Diagrama de Blocos do Método de Simulação Nakagami

No simulador este modelo tem as mesmas telas de preenchimento (Figura 4.33 a Figura 4.37) para a simulação e sua saída também é igual ao modelo anterior mas nota-se que seus gráficos se diferenciam um pouco do modelo de Yacoub. Devido a isto foi inserida as telas dos gráficos para verificação. Na Figura 4.41 é apresentado o gráfico da densidade de probabilidade onde observa-se que a curva esperada se distancia um pouco da teórica.

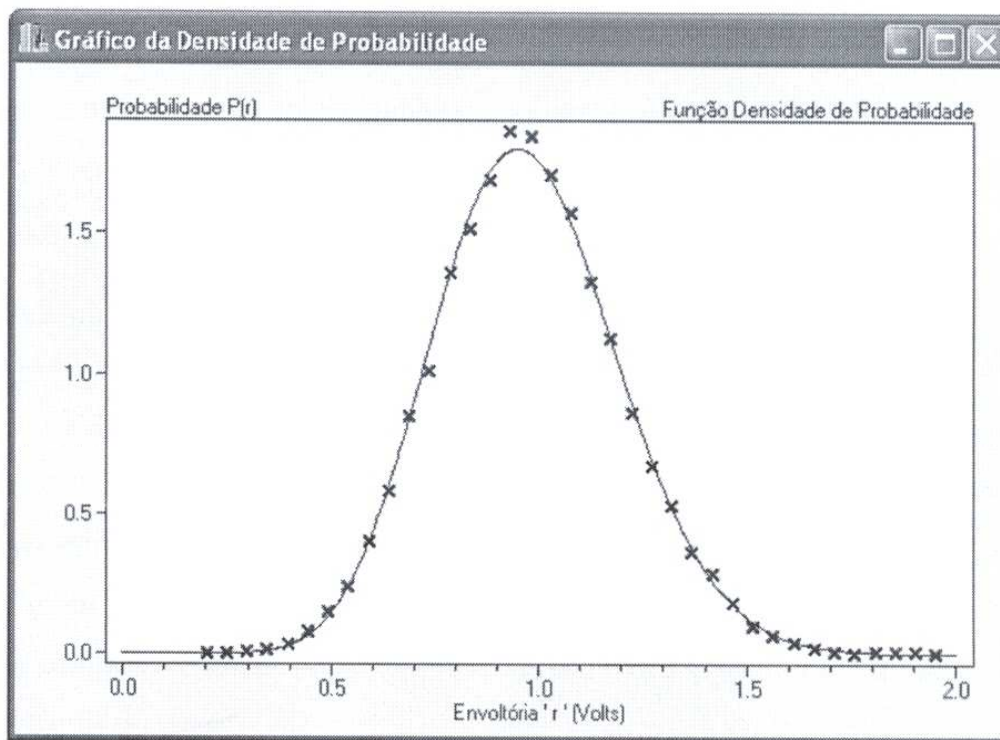


Figura 4.41 – Gráfico da Densidade de Probabilidade do Modelo Nakagami de Beaulieu

Na Figura 4.42 observa-se claramente que a simulação da taxa de cruzamento de nível (quadro 3) e a duração média do desvanecimento (quadro 4) a curva esperada se distancia muito da curva teórica, mostrando assim que neste modelo deve-se fazer algumas alterações no polinômio para resolver este problema.

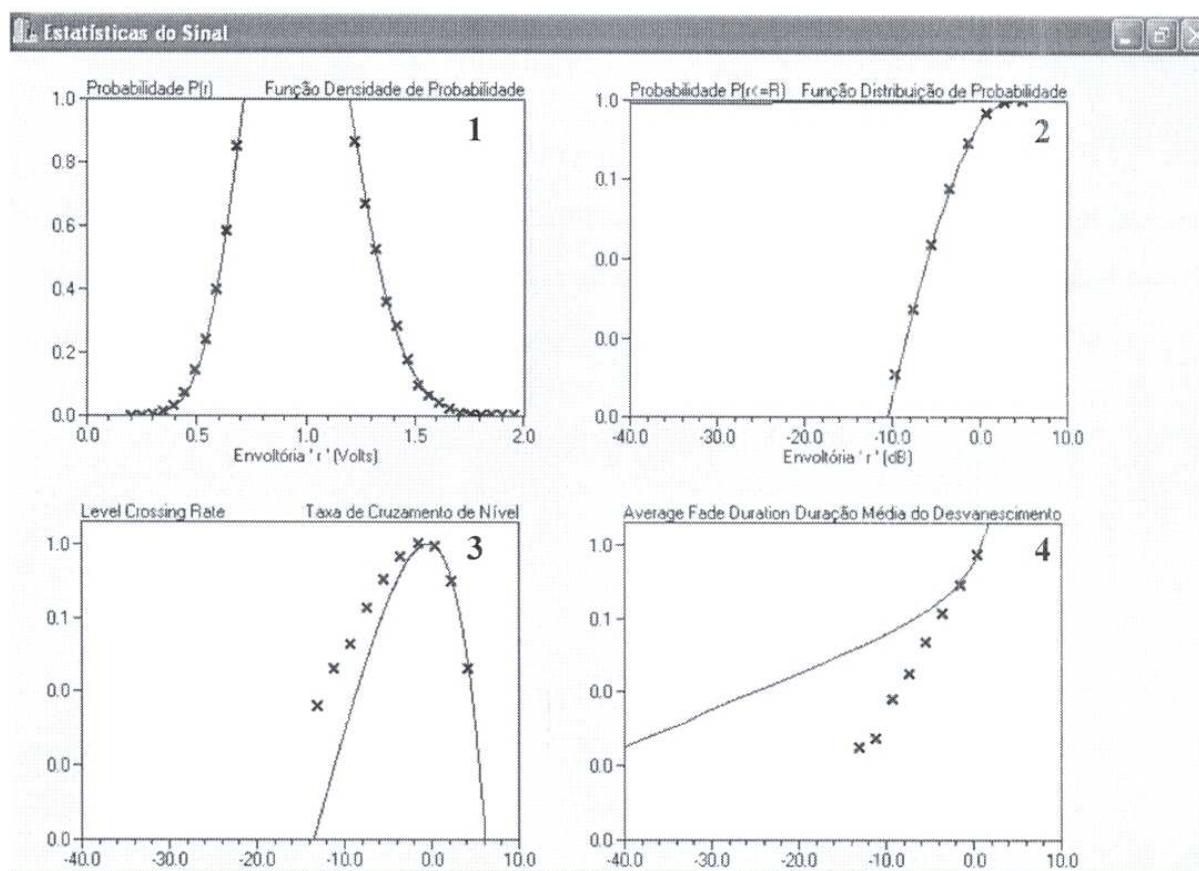


Figura 4.42 – Tela das Estatísticas do Modelo Nakagami do Modelo de Beaulieu

4.5 Simulação do Sombreamento

Para simularmos o sombreamento do sinal para os modelos Rayleigh, Rice e Nakagami, primeiramente geramos a distribuição Log-Normal como visto na figura 4.15

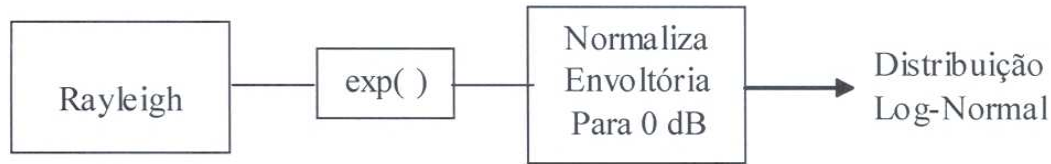


Figura 4.43 – Diagrama de Blocos para Simulação Log-Normal

Primeiramente geram-se amostras do desvanecimento Rayleigh, cada amostra gerada é submetida a função de exponenciação com o produto gerado normaliza os valores a 0 dB. Temos agora amostras da distribuição Log-Normal.

Para sombrear o sinal, podemos observar a Figura 4.16, onde é mostrado o diagrama de sombreamento do sinal.

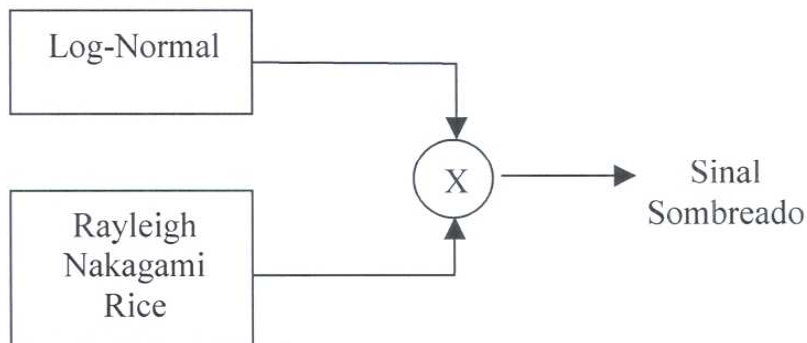


Figura 4.44 – Método para Sombreamento do Sinal

Neste esquema utilizamos então as amostras geradas na Figura 4.15 e multiplicamos pelo sinal recebido, ou seja, geramos novamente amostras do sinal (Rayleigh, Nakagami ou Rice) e fazemos o produto com as amostras do Log-Normal e a saída é o sinal sombreado.

4.6 Estrutura do Simulador

O diagrama de blocos a seguir representa a estrutura geral do simulador, onde estão indicados os nomes das classes desenvolvidas para cada etapa da simulação.

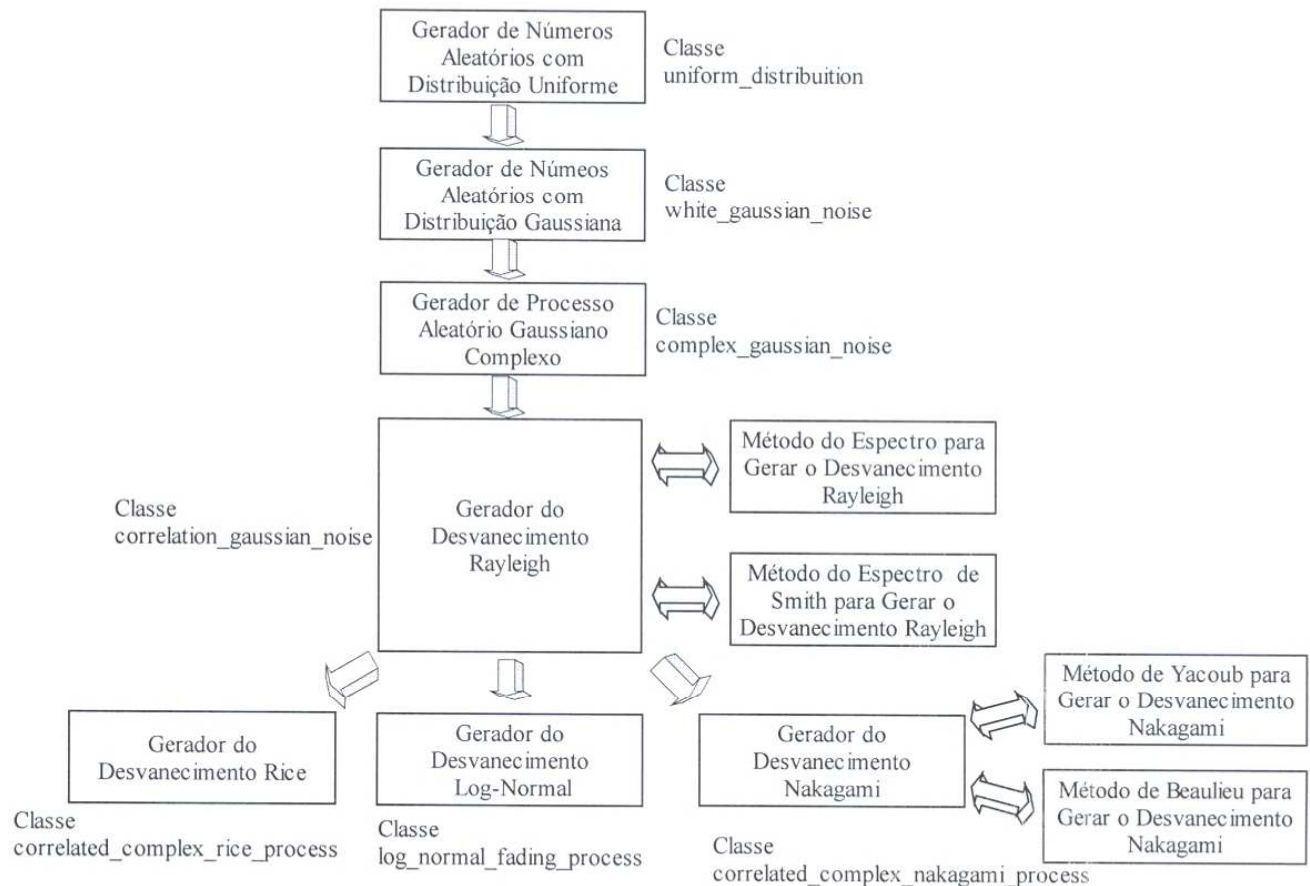


Figura 4.45 – Estrutura do Simulador

4.6.1 Descrição dos Métodos do Simulador

O simulador segue a seguinte sequência lógica, primeiro gera-se números aleatórios com distribuição uniforme, em seguida estes números são submetidos a um gerador de números com distribuição Gaussiana, logo em seguida colocamos estas amostras em um outro gerador Gaussiano mas desta vez para gerar o Gaussiano complexo que é o tipo de amostras utilizado pelos modelos. Após gerar o Gaussiano complexo iniciamos o método de desvanecimento de Rayleigh para gerar a distribuição de Rayleigh que neste caso existem dois métodos, o do espectro e o método do espectro de Smith, a saída deste já possui distribuição

Rayleigh e podemos então agora utilizá-la agora a suas amostras para a geração dos outros modelos de desvanecimentos que no simulador são as distribuições de Rice, Nakagami e Log-Normal. O método de Nakagami também foi implementado dois modelos (conforme Figura 4.45) que são os modelos de desvanecimento de Yacoub e o modelo de desvanecimento de Beaulieu.

4.6.2 Descrição das Classes

Nesta seção são descritas todas as classes contidas no simulador e suas funções membros para um melhor entendimento das classes e conseqüentemente maior facilidade na interação com as mesmas, pois assim saberemos quais classes pertence a qual modelo de propagação e quais são os parâmetros que repassamos a cada classe.

Classe	Funções Membro
uniform_distribution	double get_sample(void); double *get_sample_sequence(unsigned int size);
white_gaussian_noise	void set_mean_var(double _mean,double _variance); double get_sample(void); double * get_sample_sequence(unsigned int size); double get_general_gaussian(void);
complex_gaussian_process	void set_parameters(unsigned int _n,double _mean_1,double _var_1,double _mean_2,double _var_2); complex * get_sample_sequence(void); complex get_sample(void);
correlated_complex_gaussian_process	void set_parameters(unsigned int _fs,double _velocity,double _frequency,double _simulation_time); complex * get_sample_sequence(void); complex * get_samples_using_filter_method(void); double*get_samples_using_spectrum_method(void); double * get_samples_using_smith_method(void); double ** theoretic_rayleigh_pdf(unsigned int np); double ** theoretic_rayleigh_cpfd(unsigned int np); double ** theoretic_rayleigh_lcr(unsigned int np); double ** theoretic_rayleigh_afd(unsigned int np); double * get_time_sequence(void);

	double * get_distance_sequence(void); double get_doppler_shift_frequency(void); unsigned int get_number_of_points(void);
correlated_complex_rice_process	void set_parameters(unsigned int _fs,double _velocity,double _frequency,double_KdB,double_simulation_time); double * get_sample_sequence(void); double * get_time_sequence(void); double * get_distance_sequence(void); double get_doppler_shift_frequency(void); unsigned int get_number_of_points(void); double rice_calculate_mean(double * sequence); double rice_calculate_mean_square(double * sequence); double rice_calculate_variance(double * sequence); void estimate_rice_pdf_parameters(void); double ** get_theoretic_rice_pdf(void); double ** get_theoretic_rice_cpfd(void); double rice_probability_density_function(double _envelope); double trapzd(double a, double b, int n); double Integrate(double a, double b); double ** get_theoretic_rice_lcr(void); double ** get_theoretic_rice_afd(void); double rice_afd_function(double x,double R); double trapzd_rice_afd_function(double R,double a, double b, int n); double Integrate_rice_afd_function(double R,double a, double b); double ek_rice(double M,double snr,double _envelope); double trapzd_ek(double M,double snr,double a, double b, int n); double Integrate_ek(double M,double snr,double a, double b);
correlated_complex_nakagami_process	double nakagami_calculate_mean(double * sequence); double nakagami_calculate_mean_square(double * sequence); double nakagami_calculate_variance(double * sequence); void set_parameters(unsigned int _fs,double _velocity,double _frequency,double_m,double_simulation_time); double get_doppler_shift_frequency(void); unsigned int get_number_of_points(void); double * get_sample_sequence(void); double * get_time_sequence(void); double * get_distance_sequence(void); void estimate_nakagami_pdf_parameters(void);

	<pre> double ** get_theoretic_nakagami_pdf(void); double ** get_theoretic_nakagami_cpfd(void); double nakagami_probability_density_function(double _envelope); double trapzd(double a, double b, int n); double Integrate(double a, double b); double ** get_theoretic_nakagami_lcr(void); double ** get_theoretic_nakagami_afd(void); double nakagami_afd_function(double x,double R); double trapzd_nakagami_afd_function(double R,double a, double b, int n); double Integrate_nakagami_afd_function(double R,double a, double b); double ek_nakagami(double M,double snr,double envelope); double trapzd_ek(double M,double snr,double a, double b, int n); double Integrate_ek(double M,double snr,double a, double b); </pre>
correlated_complex_nakagami_process_2	<pre> double nakagami_calculate_mean(double * sequence); double nakagami_calculate_mean_square(double * sequence); double nakagami_calculate_variance(double * sequence); void set_parameters(unsigned int _fs,double _velocity, double _frequency,double _m,double _simulation_time); double get_doppler_shift_frequency(void); unsigned int get_number_of_points(void); double * get_sample_sequence(void); double * get_time_sequence(void); double * get_distance_sequence(void); void estimate_nakagami_pdf_parameters(void); double ** get_theoretic_nakagami_pdf(void); double ** get_theoretic_nakagami_cpfd(void); double nakagami_probability_density_function(double _envelope); double trapzd(double a, double b, int n); double Integrate(double a, double b); double ** get_theoretic_nakagami_lcr(void); double ** get_theoretic_nakagami_afd(void); double nakagami_afd_function(double x,double R); double trapzd_nakagami_afd_function(double R,double a, double b, int n); </pre>

	double Integrate_nakagami_afd_function(double R,double a, double b); double ek_nakagami(double M,double snr,double envelope); double trapzd_ek(double M,double snr,double a, double b, int n); double Integrate_ek(double M,double snr,double a, double b);
log_normal_fading_process	void set_parameters(unsigned int _fs,double _velocity,double _frequency,unsigned int _standard_deviation_db, double _doppler_frequency_fraction,double _simulation_time); double * get_sample_sequence(void); complex * get_shadowed_signal(complex * _signal_samples); double * get_time_sequence(void); double * get_distance_sequence(void); unsigned int get_number_of_points(void);
hata_path_loss	void set_parameters(double _frequency, double _height_transmission_antena, double _height_reception_antena, double _distance, unsigned int _city_type, unsigned int _area_type) double get_path_loss(void)
log_distance_path_loss	void set_parameters(double _distance, double _attenuation_rate, double _reference_distance, double _reference_power) double get_free_space_path_loss(void) double get_path_loss(void)

Tabela 4.1 – Classes do Simulador

Capítulo 5

Resultados

5.1 Introdução

Neste capítulo apresentamos os resultados obtidos com simulador para os diferentes modelos de canais implementados. Analisamos as estatísticas dos desvanecimentos gerados através de simulação e comparamos com os resultados analíticos para validar os dados obtidos.

5.2 Desvanecimento Rayleigh

Implementamos a simulação do desvanecimento Rayleigh utilizando o método do espectro. A Figura 5.1 apresenta um exemplo de simulação da envoltória do sinal recebido para uma velocidade do móvel de 10 km/h, frequência de portadora de 900 MHz. A frequência de amostragem do canal foi de 4096 amostras/s e o tempo de simulação de 100 segundos. Para facilitar a visualização, o gráfico mostra o resultado da simulação até 10 segundos. Nas Figuras 5.2 e 5.3 são apresentadas as curvas teóricas e estimadas da função densidade de probabilidade e densidade acumulada de probabilidade, para a envoltória do sinal recebido, r .

Na Figura 5.4 são apresentadas as curvas da taxa de cruzamento de nível normalizada, n_R , conforme definido na equação (3.6). Estas curvas estão normalizadas em função da frequência Doppler, ficando independentes da velocidade do móvel. A Figura 5.5 apresenta as curvas normalizadas da duração média dos desvanecimentos, conforme definido na equação (3.8).

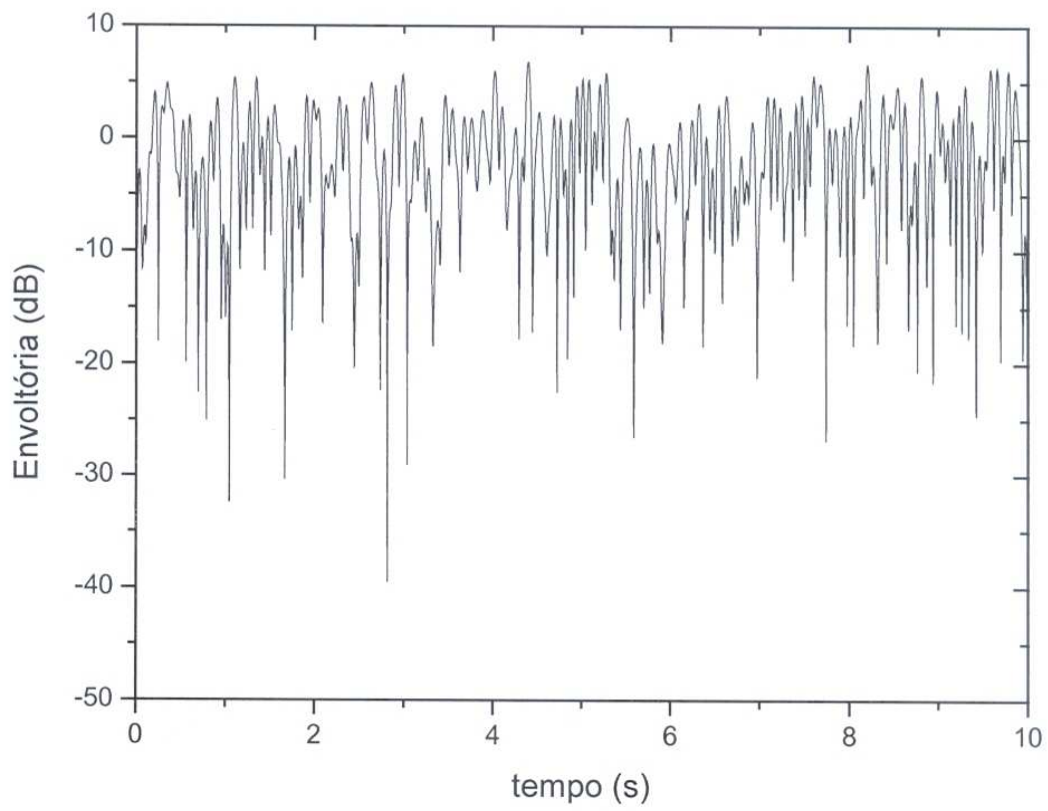


Figura 5.1 – Desvanecimento Rayleigh para $f_0 = 900$ MHz , $v = 10$ km/h , $f_s = 4096$

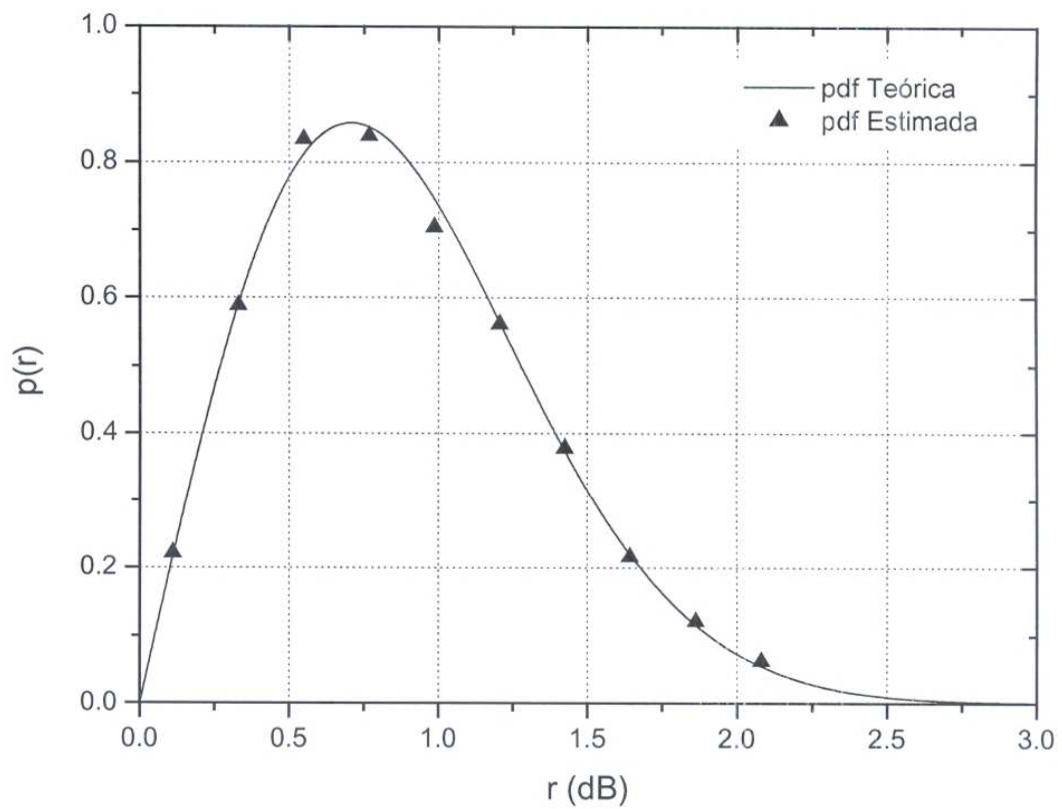


Figura 5.2 – Função densidade de probabilidade (pdf)

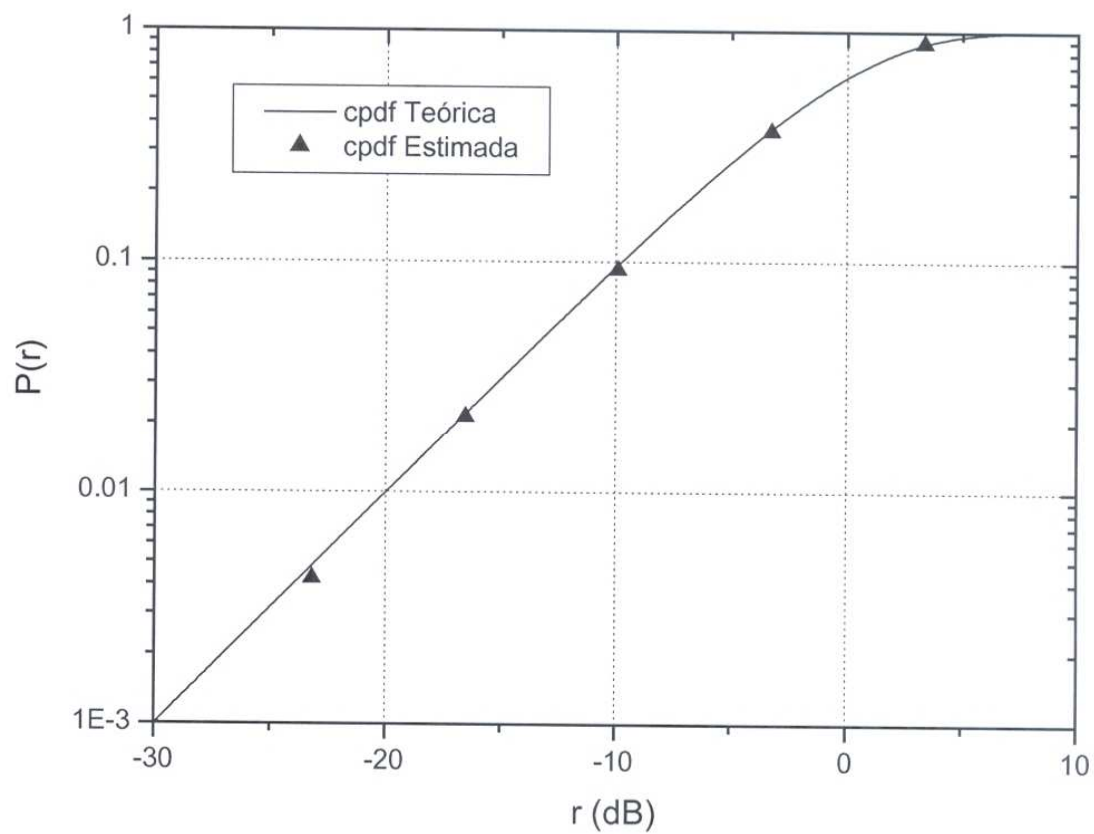


Figura 5.3 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Rayleigh

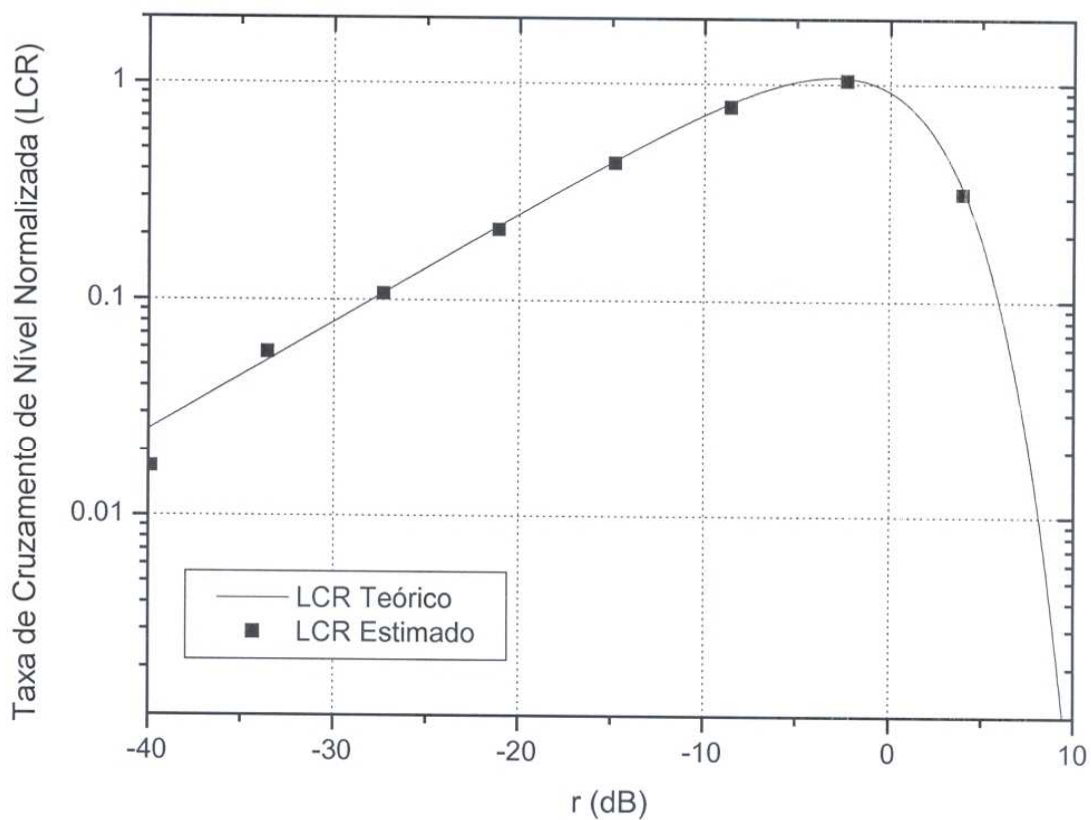


Figura 5.4 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Rayleigh

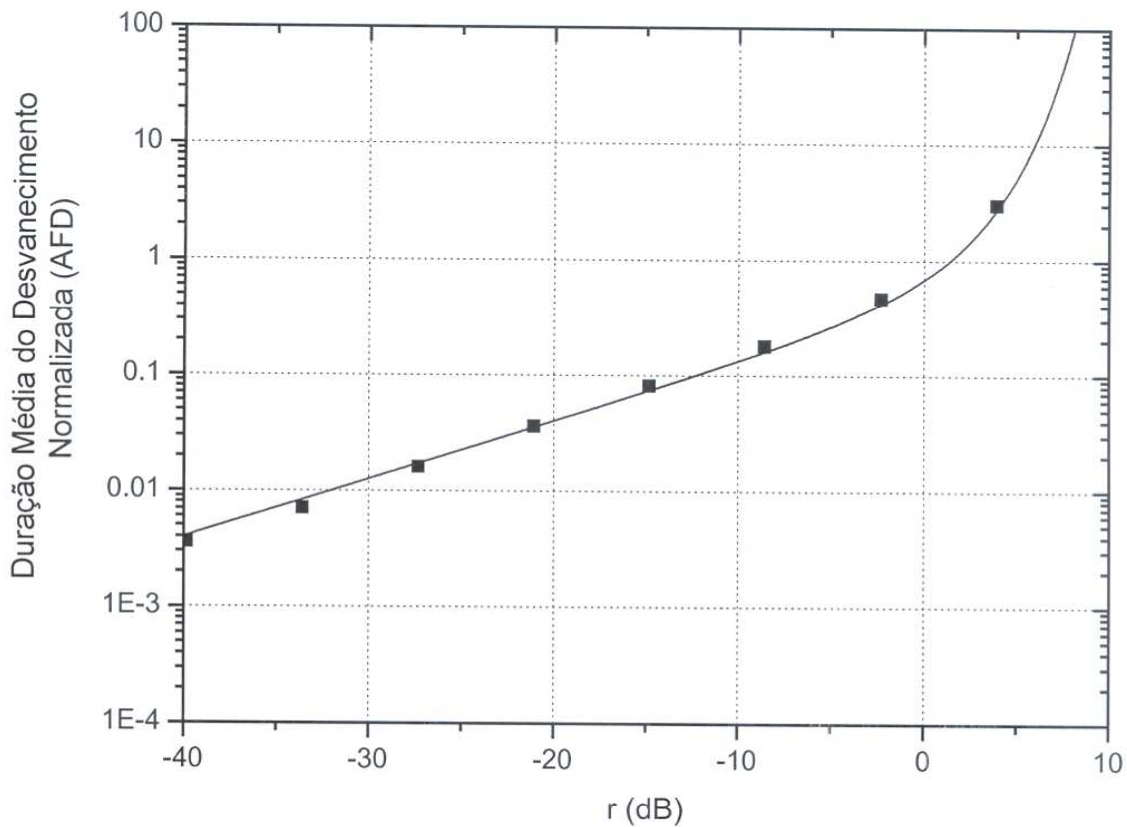


Figura 5.5 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Rayleigh

5.3 Desvanecimento Rice

O desvanecimento Rice é simulado a partir do método do desvanecimento Rayleigh, de acordo com o método descrito na Seção 4.5. A Figura 5.6 mostra a envoltória do sinal recebido para os mesmos parâmetros do exemplo do desvanecimento Rayleigh, velocidade do móvel de 10 km/h, frequência de portadora de 900 MHz, frequência de amostragem do canal 4096 amostras/s e tempo de simulação de 100 segundos. O parâmetro k utilizado na distribuição Rice foi de 6 dB, conforme equação (3.11). Nas Figuras 5.7 e 5.8 são apresentadas as curvas teóricas e estimadas da função densidade de probabilidade e densidade acumulada de probabilidade, para a envoltória do sinal recebido, r . Nas Figuras 5.9 e 5.10 são apresentadas as curvas normalizadas da taxa de cruzamento de nível e duração média dos desvanecimentos.

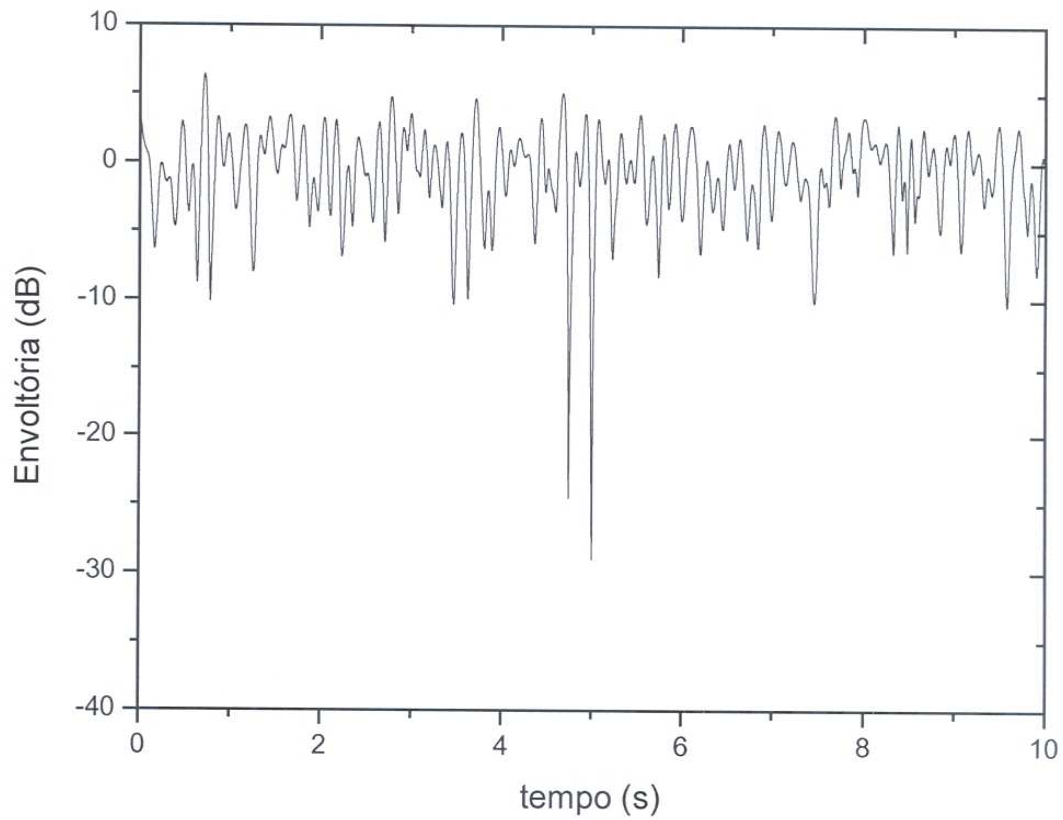


Figura 5.6 – Desvanecimento Rice para $f_0 = 900$ MHz , $v = 10$ km/h , $f_s = 4096$ e $k = 6$ dB

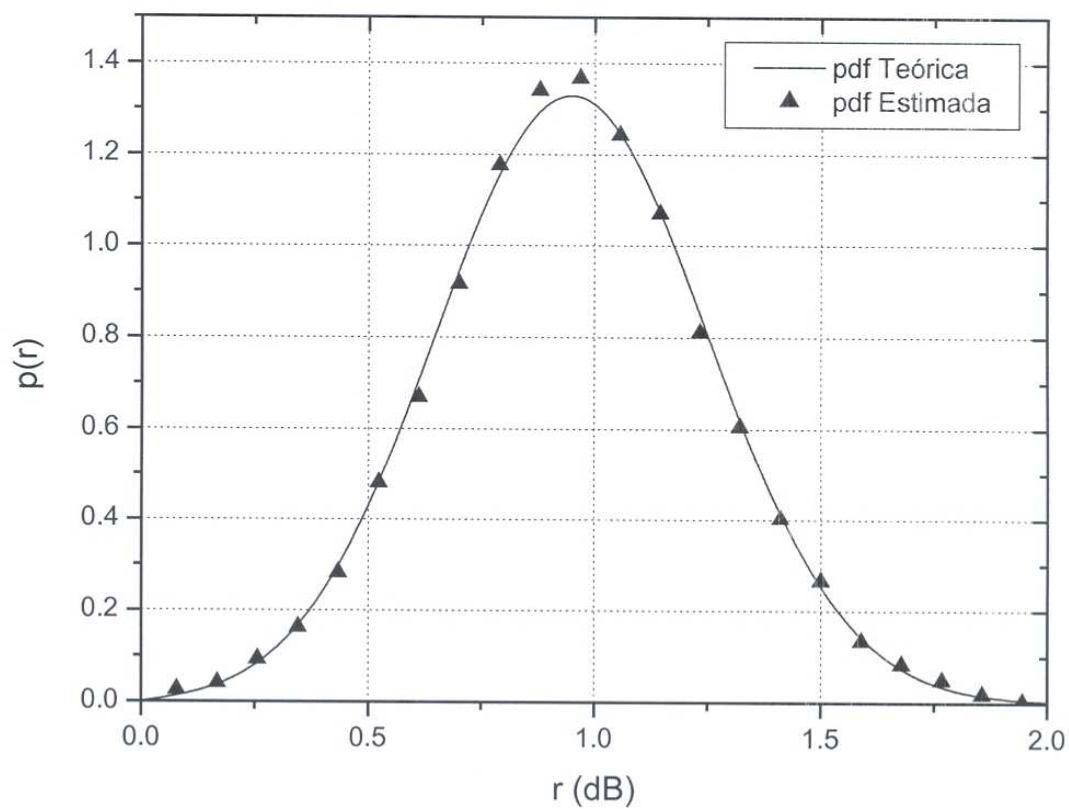


Figura 5.7 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Rice

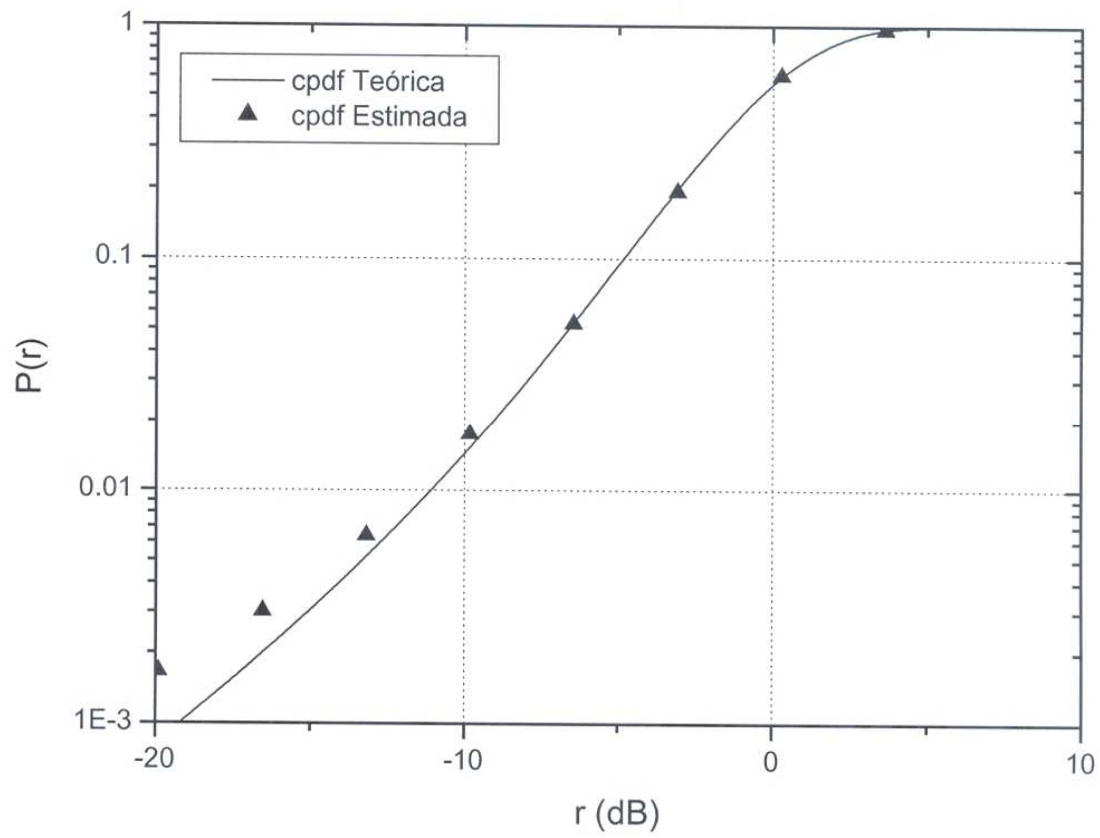


Figura 5.8 – Função distribuição acumulada de probabilidade (cpdf) de Rice

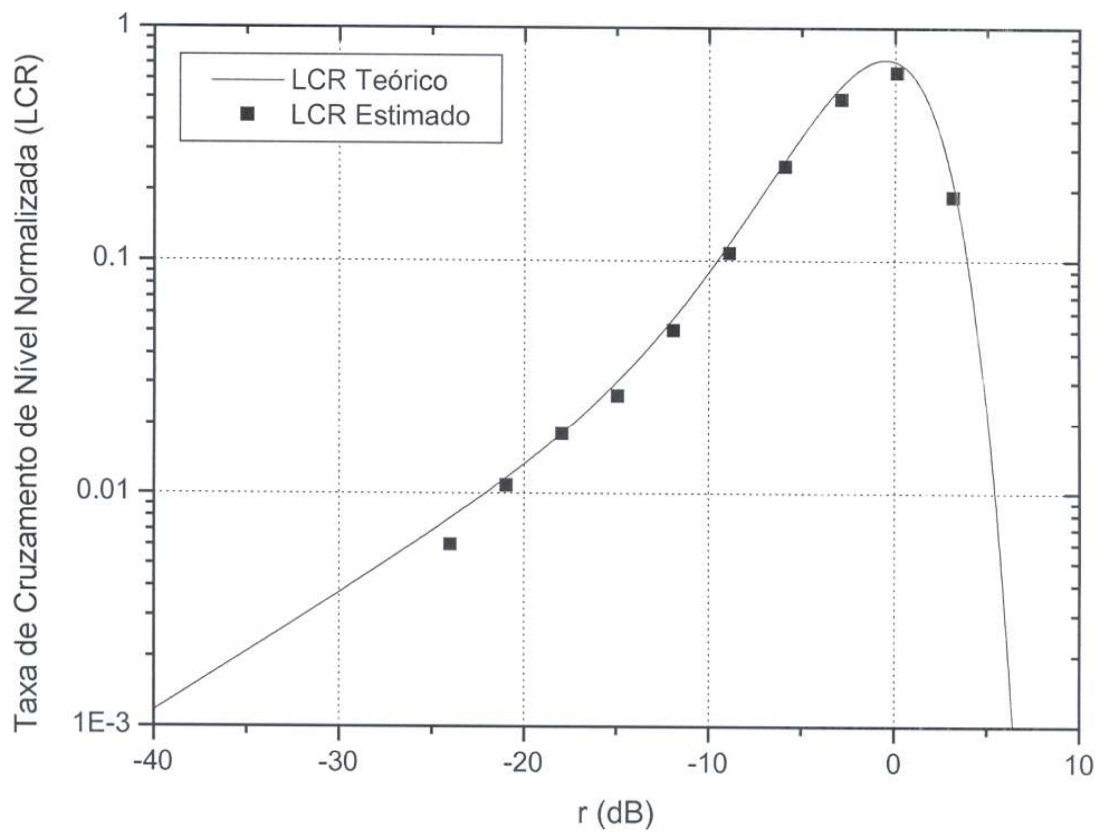


Figura 5.9 – Taxa de cruzamento de nível (LCR) de Rice

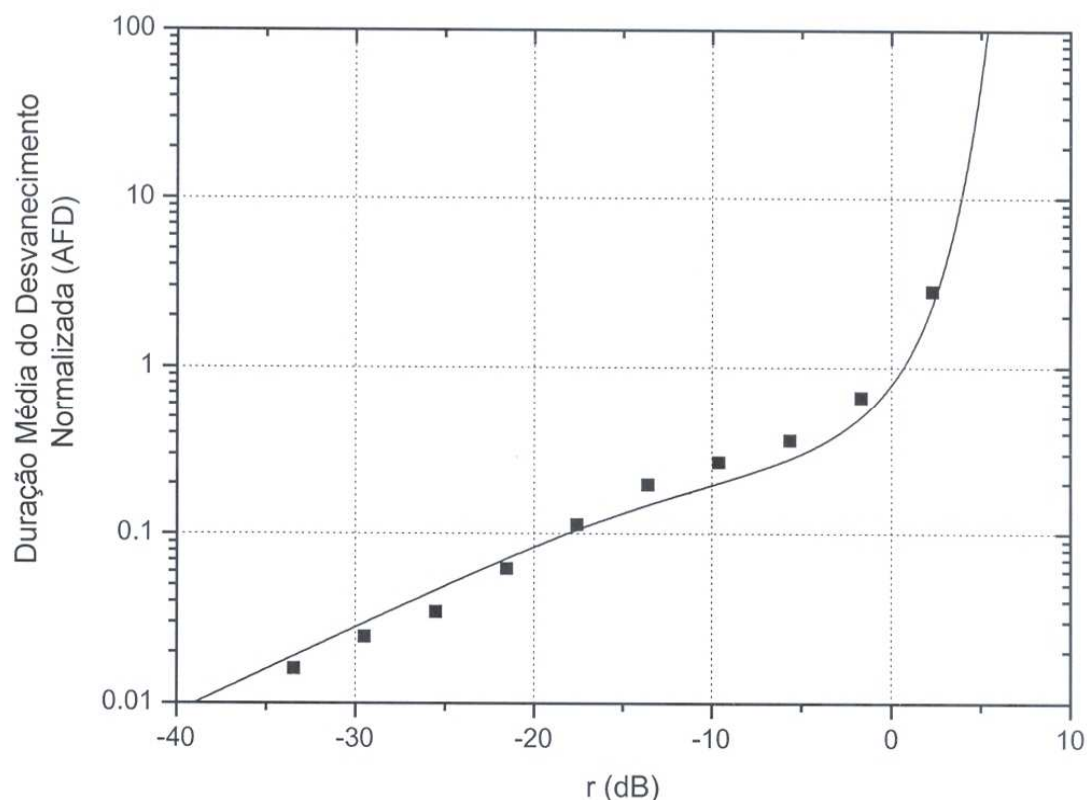


Figura 5.10 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Rice

5.4 Desvanecimento Nakagami

Para a simulação do desvanecimento Nakagami- m foram implementados dois métodos propostos na literatura, conforme descrito na Seção 4.6. A Figura 5.11 mostra a envoltória do sinal recebido para os parâmetros de velocidade do móvel de 10 km/h, frequência de portadora de 900 MHz, frequência de amostragem do canal 4096 amostras/s, tempo de simulação de 100 segundos e $m = 0,5$. Nas Figuras 5.12 e 5.13 são apresentadas as curvas teóricas e estimadas da função densidade de probabilidade e densidade acumulada de probabilidade, para a envoltória do sinal recebido, r , em dB. Nas Figuras 5.14 e 5.15 são apresentadas as curvas normalizadas da taxa de cruzamento de nível e duração média dos desvanecimentos. As Figuras 5.16 a 5.20 apresentam outro exemplo de simulação para $m = 1,5$, o que corresponde a um desvanecimento menos severo, conforme podemos verificar na Figura 5.16 que mostra a envoltória normalizada do sinal recebido em dB.

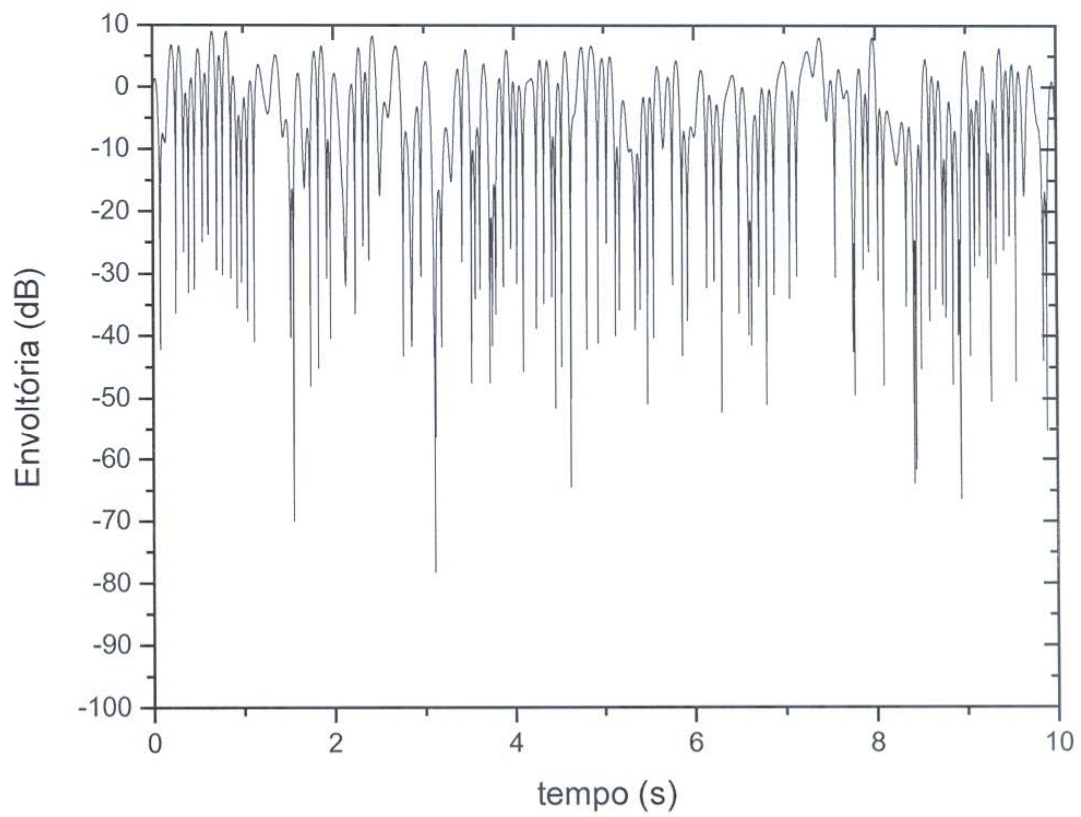


Figura 5.11 – Desvanecimento Nakagami $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$ e $m = 0,5$

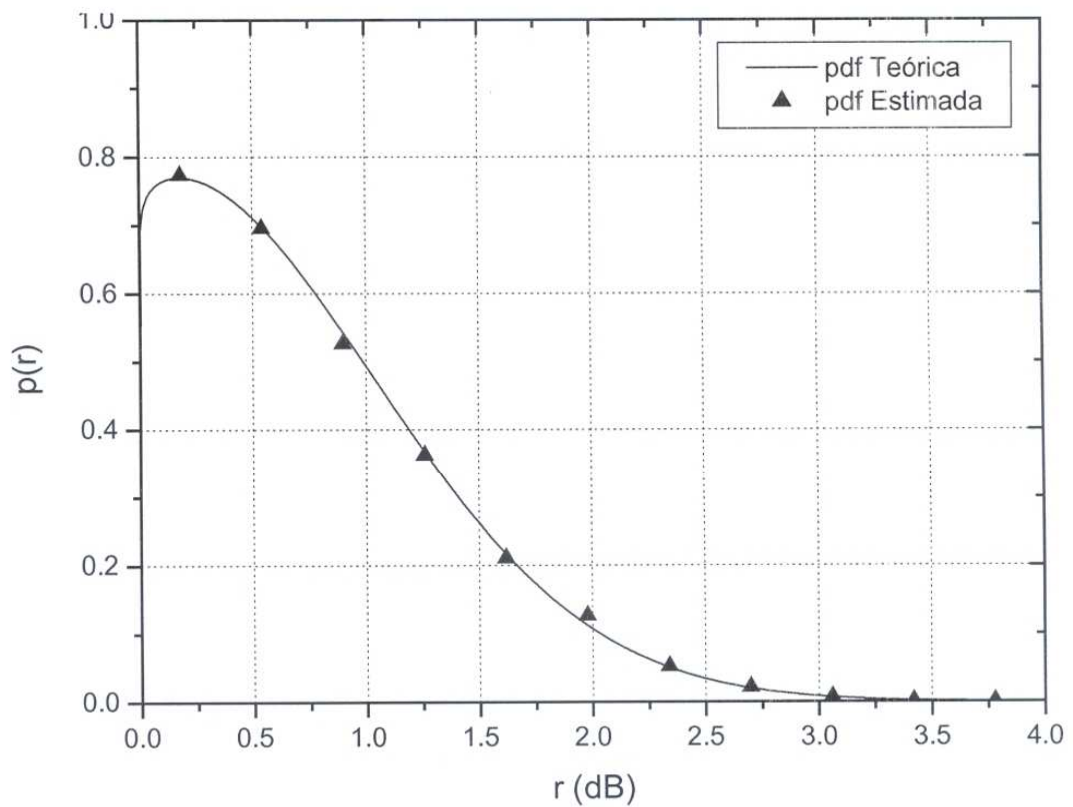


Figura 5.12 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami

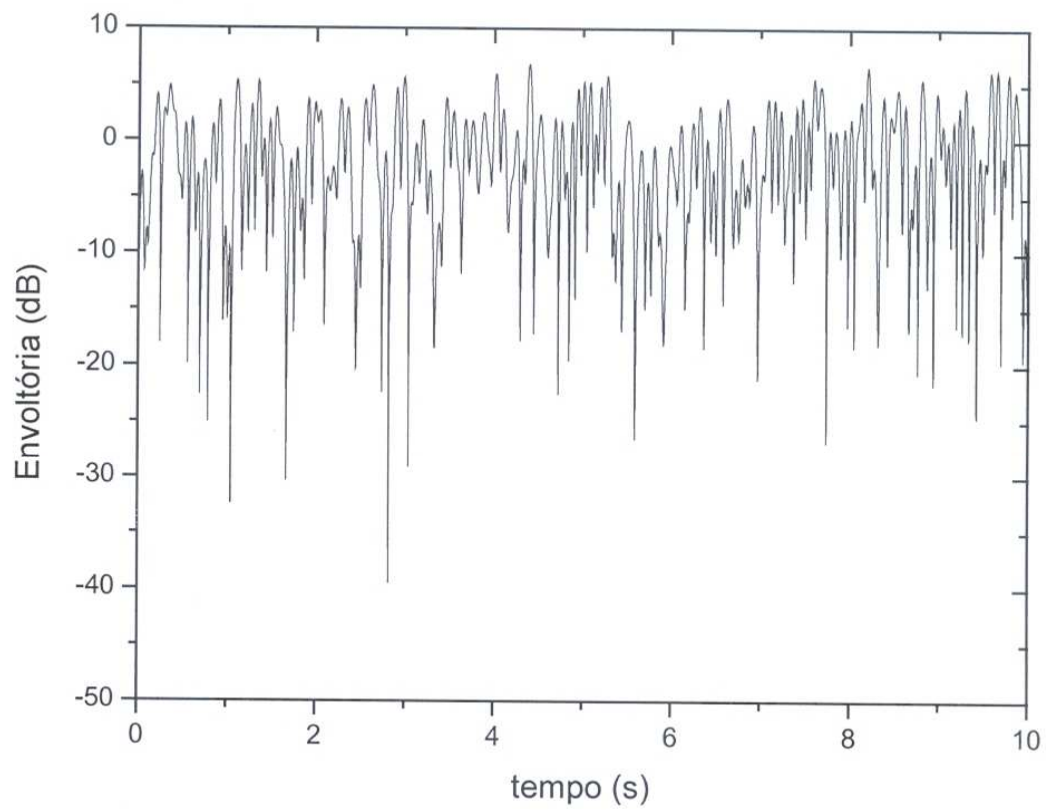


Figura 5.1 – Desvanecimento Rayleigh para $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$

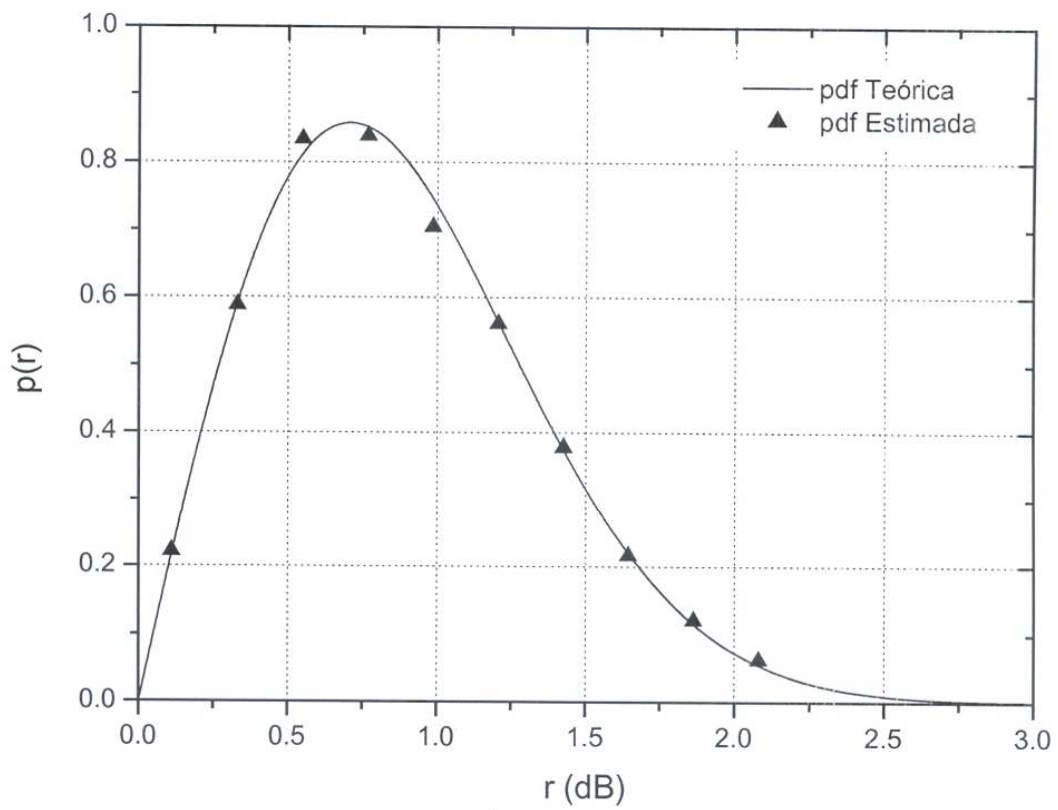


Figura 5.2 – Função densidade de probabilidade (pdf)

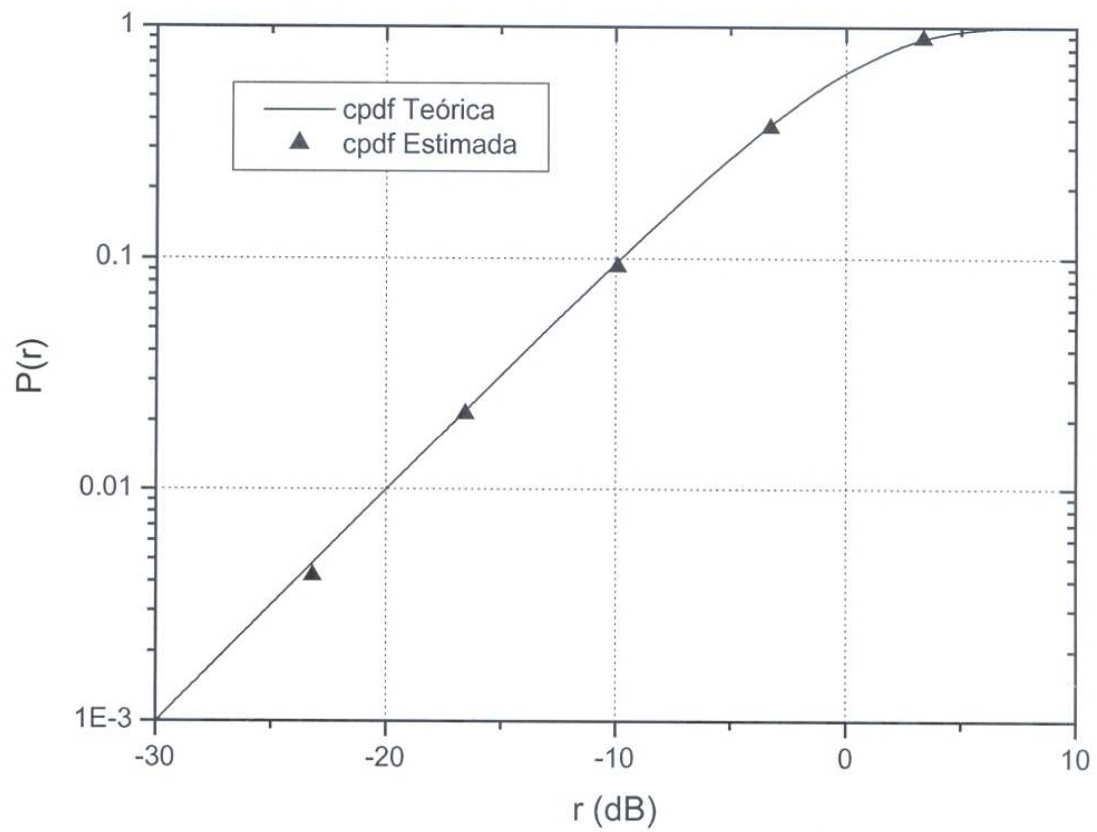


Figura 5.3 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Rayleigh

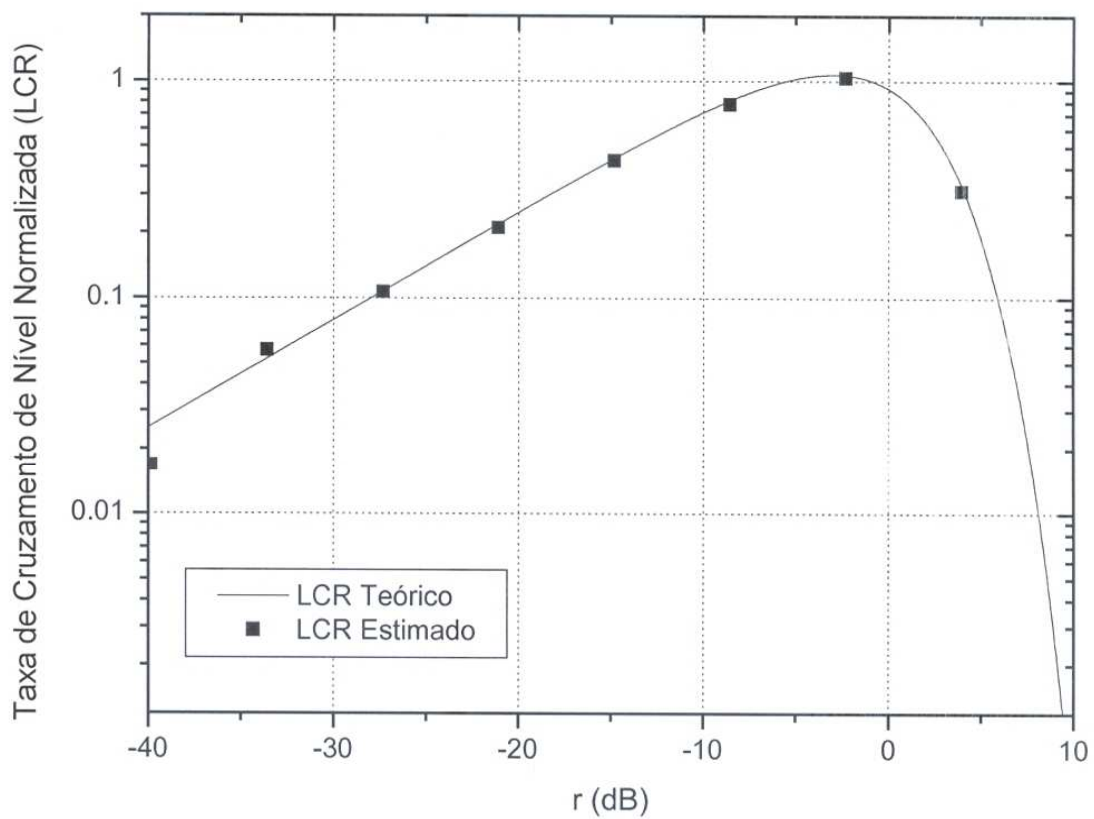


Figura 5.4 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Rayleigh

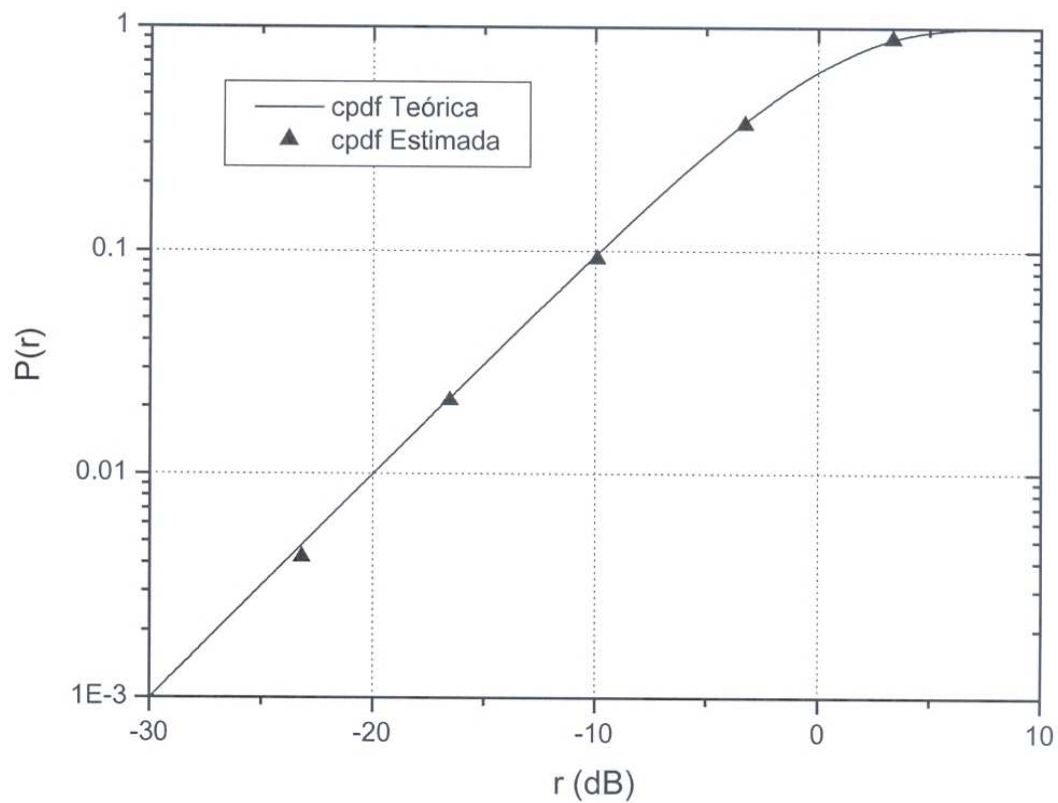


Figura 5.3 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Rayleigh

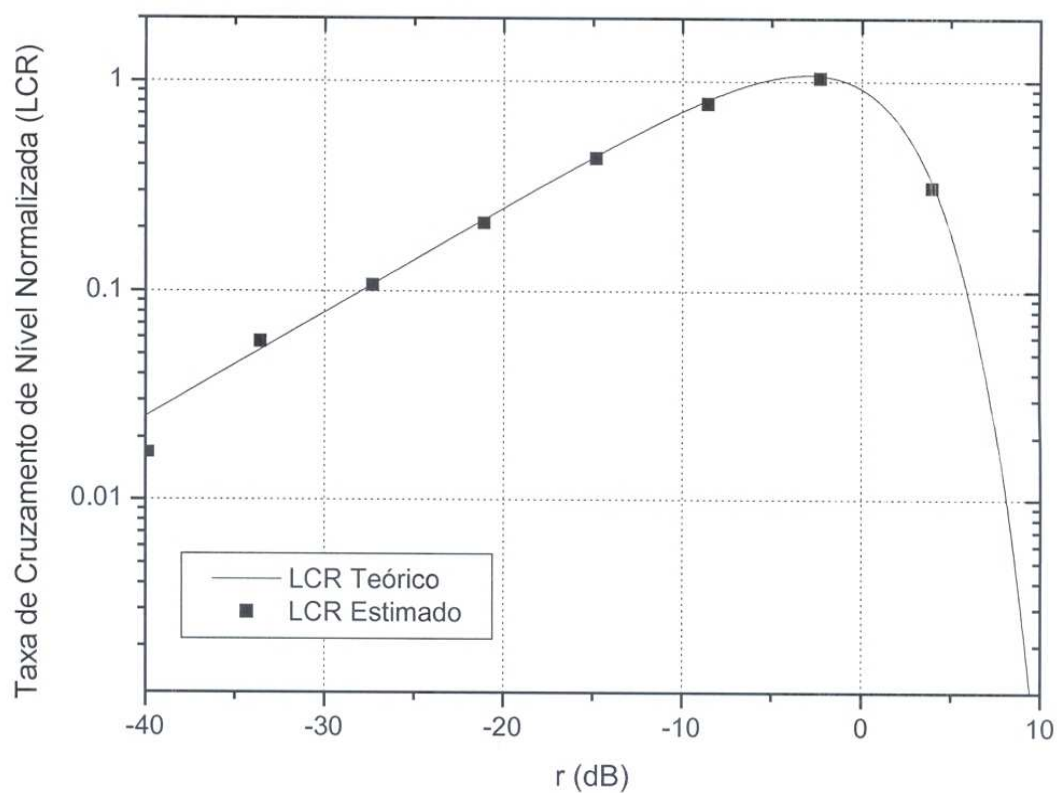


Figura 5.4 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Rayleigh

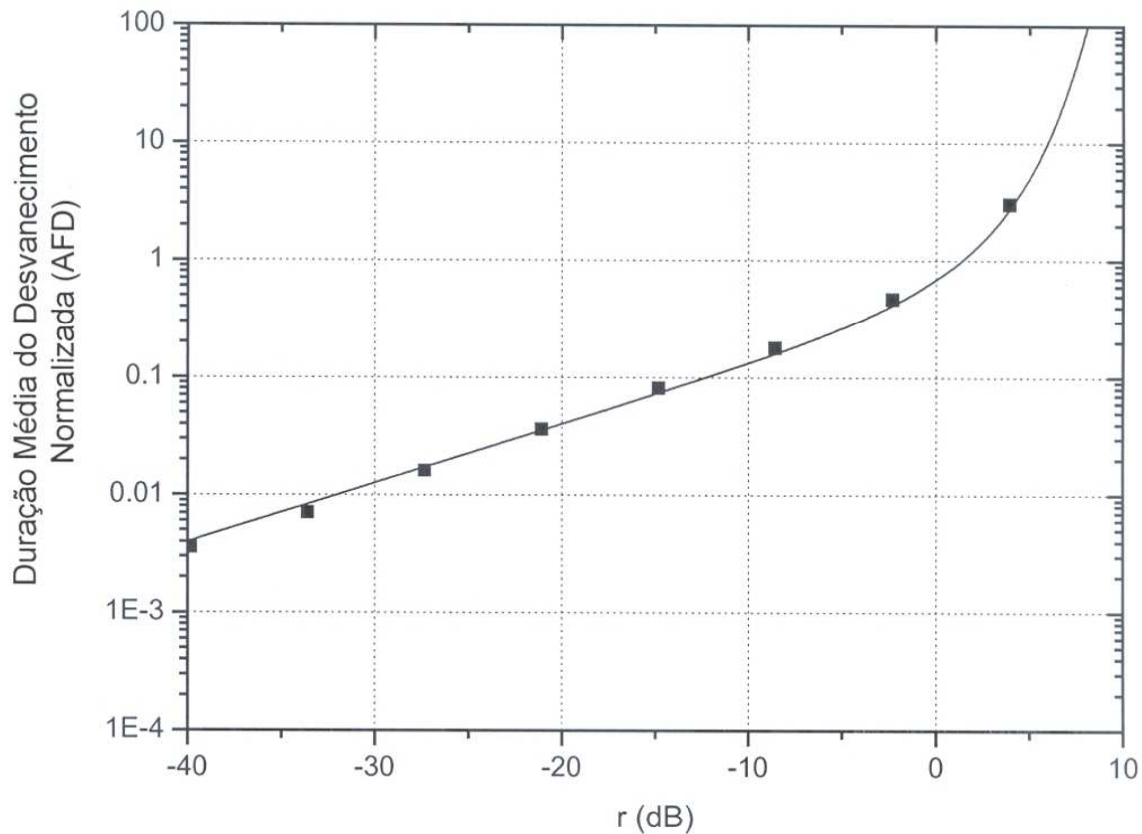


Figura 5.5 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Rayleigh

5.3 Desvanecimento Rice

O desvanecimento Rice é simulado a partir do método do desvanecimento Rayleigh, de acordo com o método descrito na Seção 4.5. A Figura 5.6 mostra a envoltória do sinal recebido para os mesmos parâmetros do exemplo do desvanecimento Rayleigh, velocidade do móvel de 10 km/h, frequência de portadora de 900 MHz, frequência de amostragem do canal 4096 amostras/s e tempo de simulação de 100 segundos. O parâmetro k utilizado na distribuição Rice foi de 6 dB, conforme equação (3.11). Nas Figuras 5.7 e 5.8 são apresentadas as curvas teóricas e estimadas da função densidade de probabilidade e densidade acumulada de probabilidade, para a envoltória do sinal recebido, r . Nas Figuras 5.9 e 5.10 são apresentadas as curvas normalizadas da taxa de cruzamento de nível e duração média dos desvanecimentos.

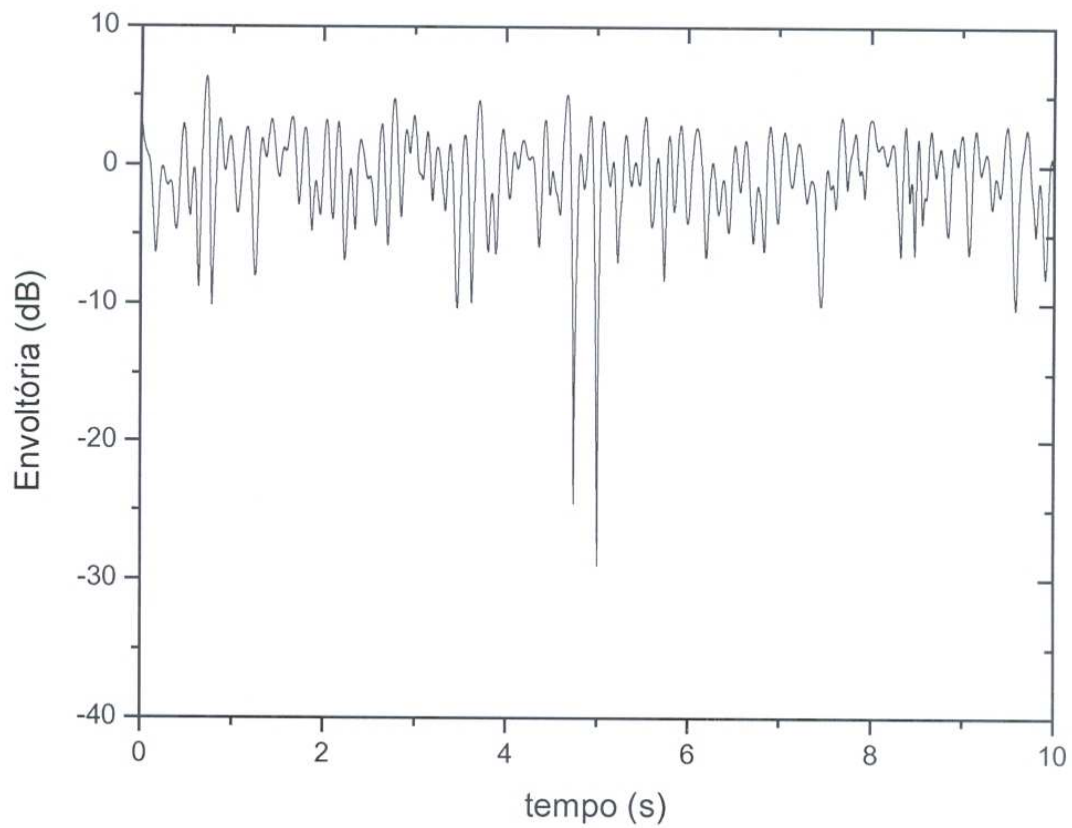


Figura 5.6 – Desvanecimento Rice para $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$ e $k = 6$ dB

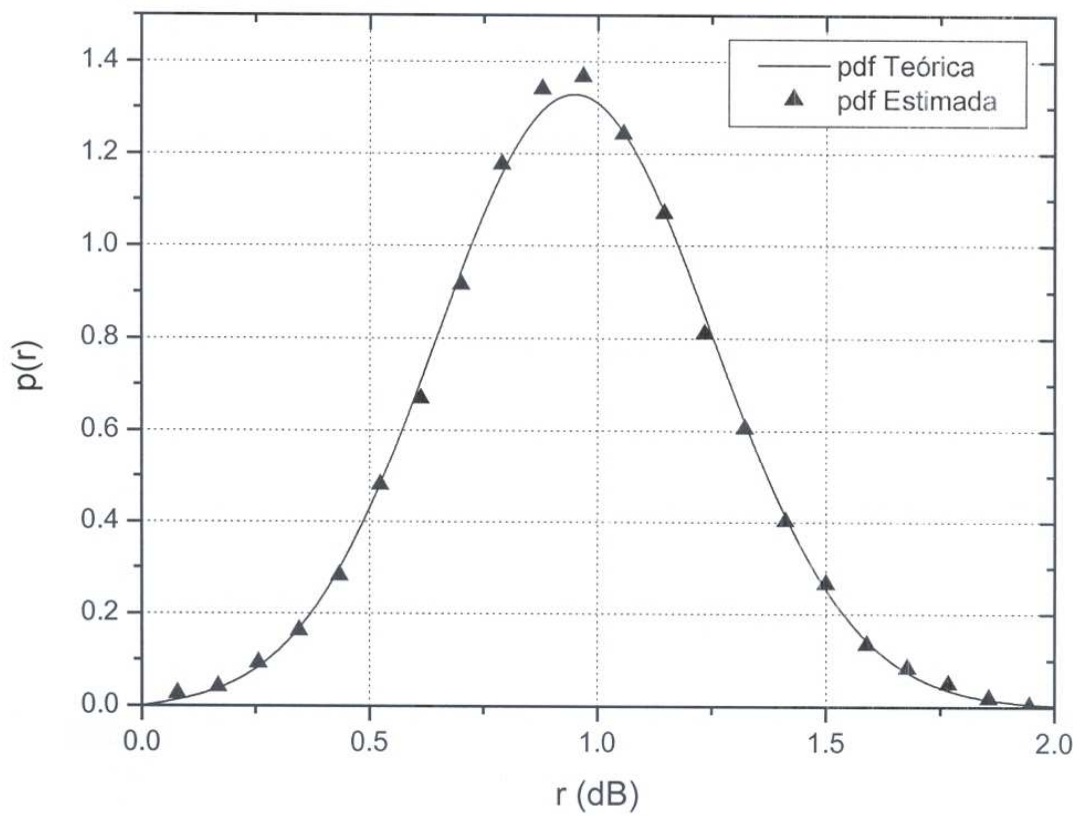


Figura 5.7 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Rice

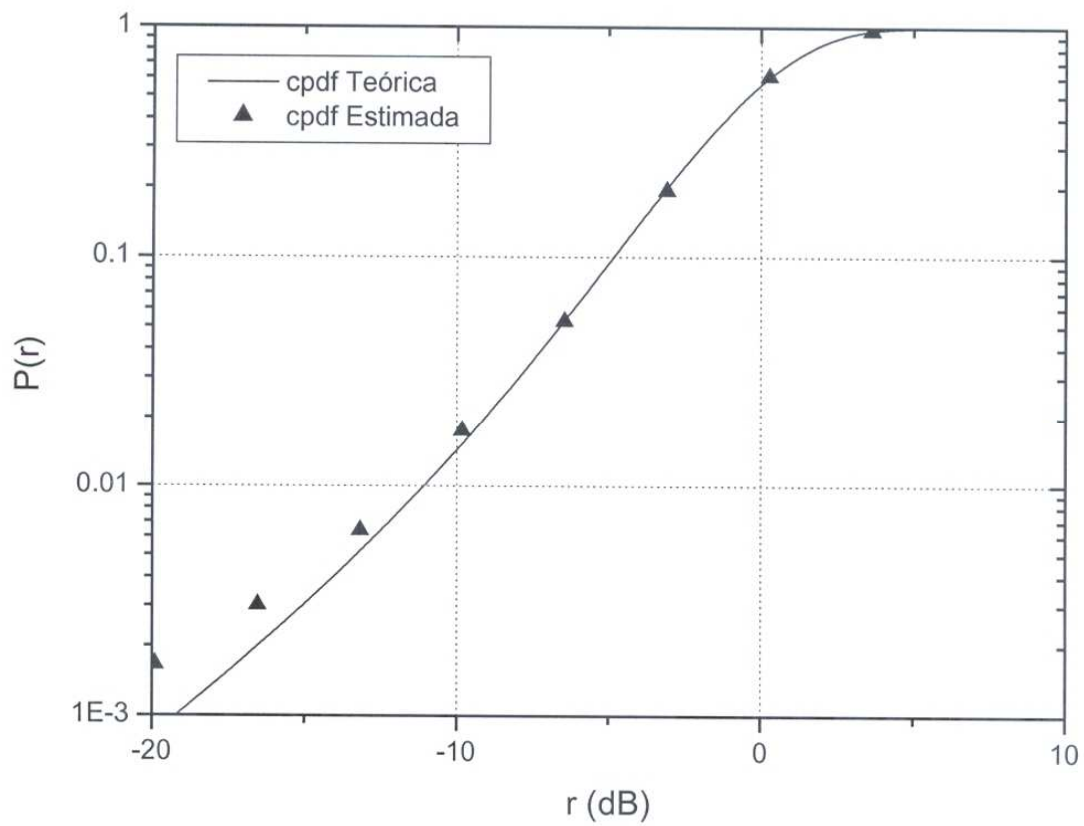


Figura 5.8 – Função distribuição acumulada de probabilidade (cpdf) de Rice

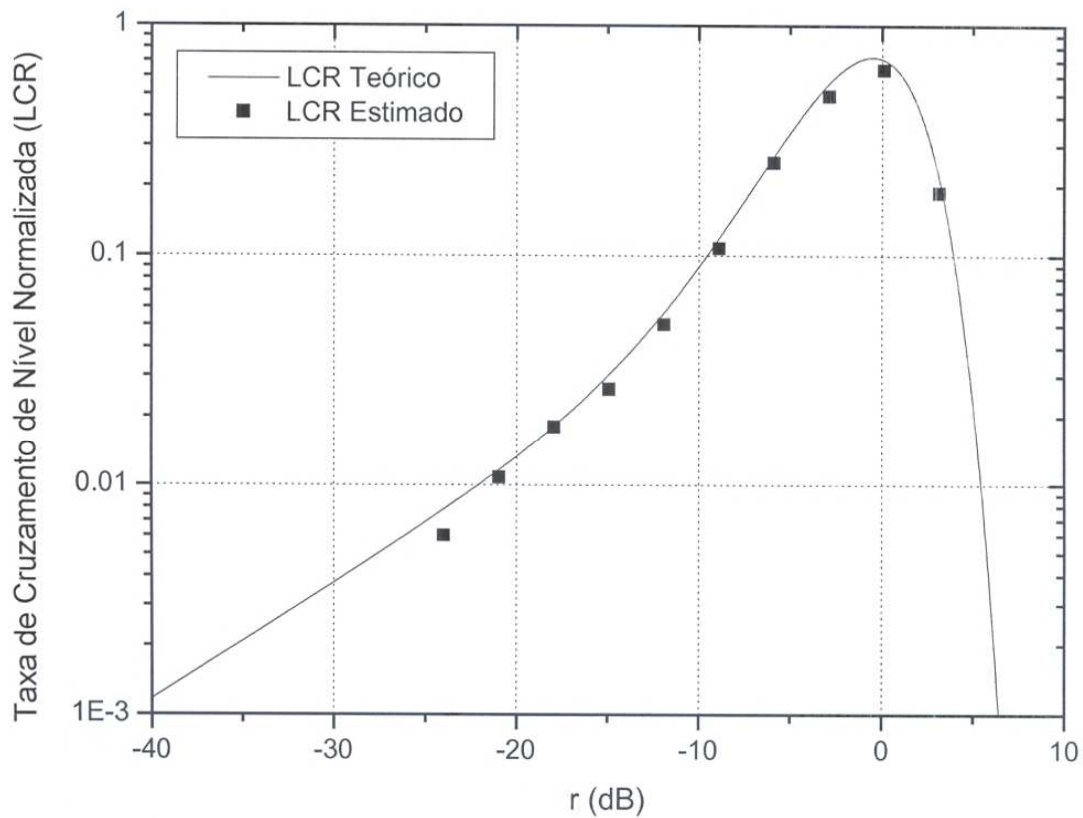


Figura 5.9 – Taxa de cruzamento de nível (LCR) de Rice

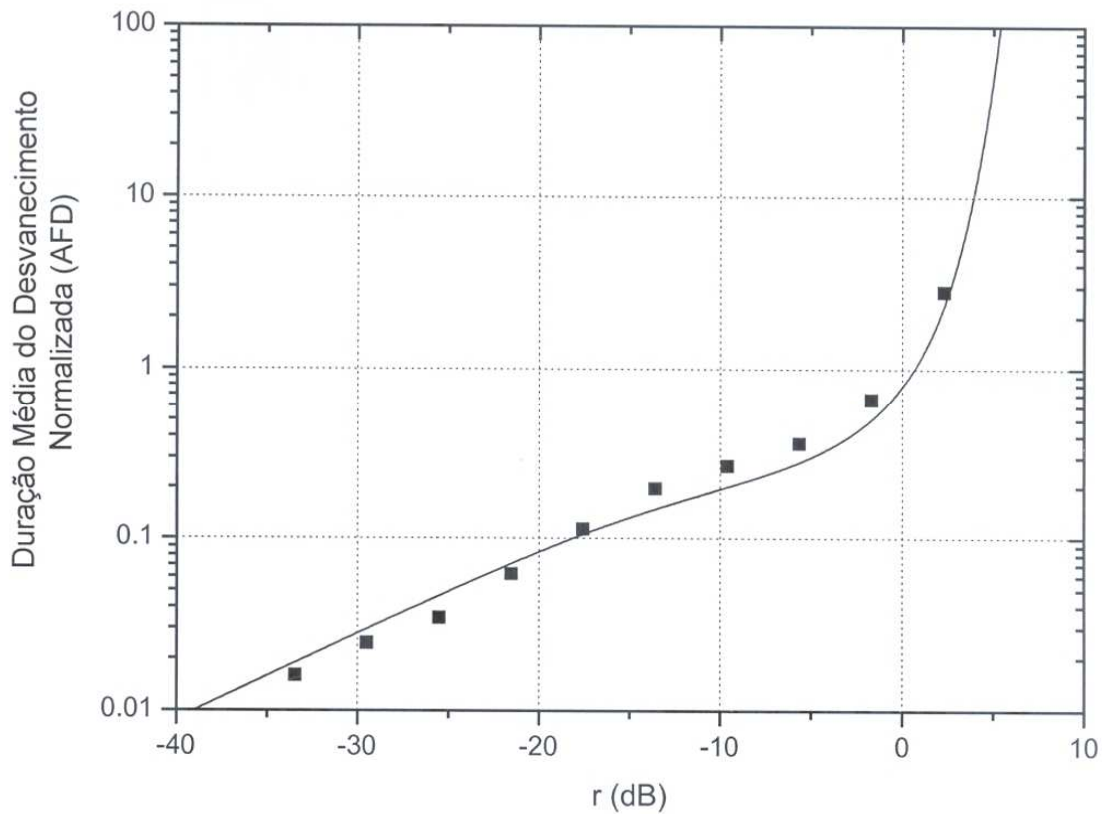


Figura 5.10 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Rice

5.4 Desvanecimento Nakagami

Para a simulação do desvanecimento Nakagami- m foram implementados dois métodos propostos na literatura, conforme descrito na Seção 4.6. A Figura 5.11 mostra a envoltória do sinal recebido para os parâmetros de velocidade do móvel de 10 km/h, frequência de portadora de 900 MHz, frequência de amostragem do canal 4096 amostras/s, tempo de simulação de 100 segundos e $m = 0,5$. Nas Figuras 5.12 e 5.13 são apresentadas as curvas teóricas e estimadas da função densidade de probabilidade e densidade acumulada de probabilidade, para a envoltória do sinal recebido, r , em dB. Nas Figuras 5.14 e 5.15 são apresentadas as curvas normalizadas da taxa de cruzamento de nível e duração média dos desvanecimentos. As Figuras 5.16 a 5.20 apresentam outro exemplo de simulação para $m = 1,5$, o que corresponde a um desvanecimento menos severo, conforme podemos verificar na Figura 5.16 que mostra a envoltória normalizada do sinal recebido em dB.

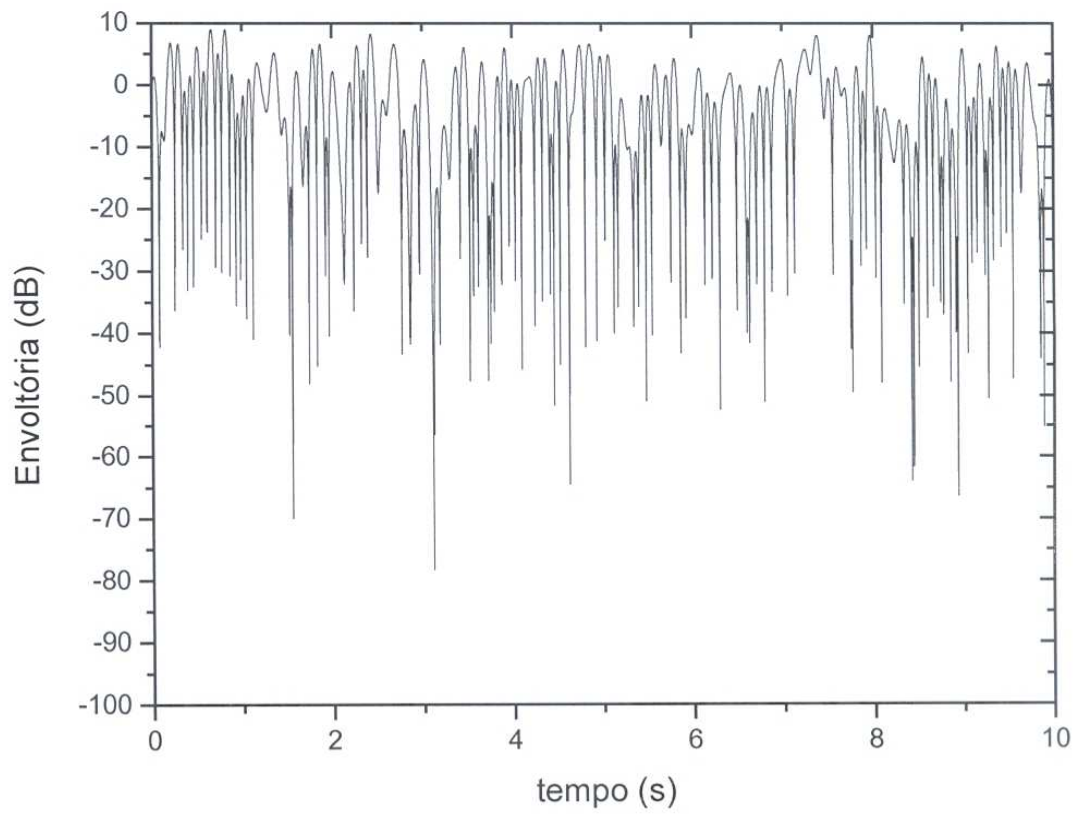


Figura 5.11 – Desvanecimento Nakagami $f_0 = 900$ MHz , $v = 10$ km/h ,
 $f_s = 4096$ e $m = 0,5$

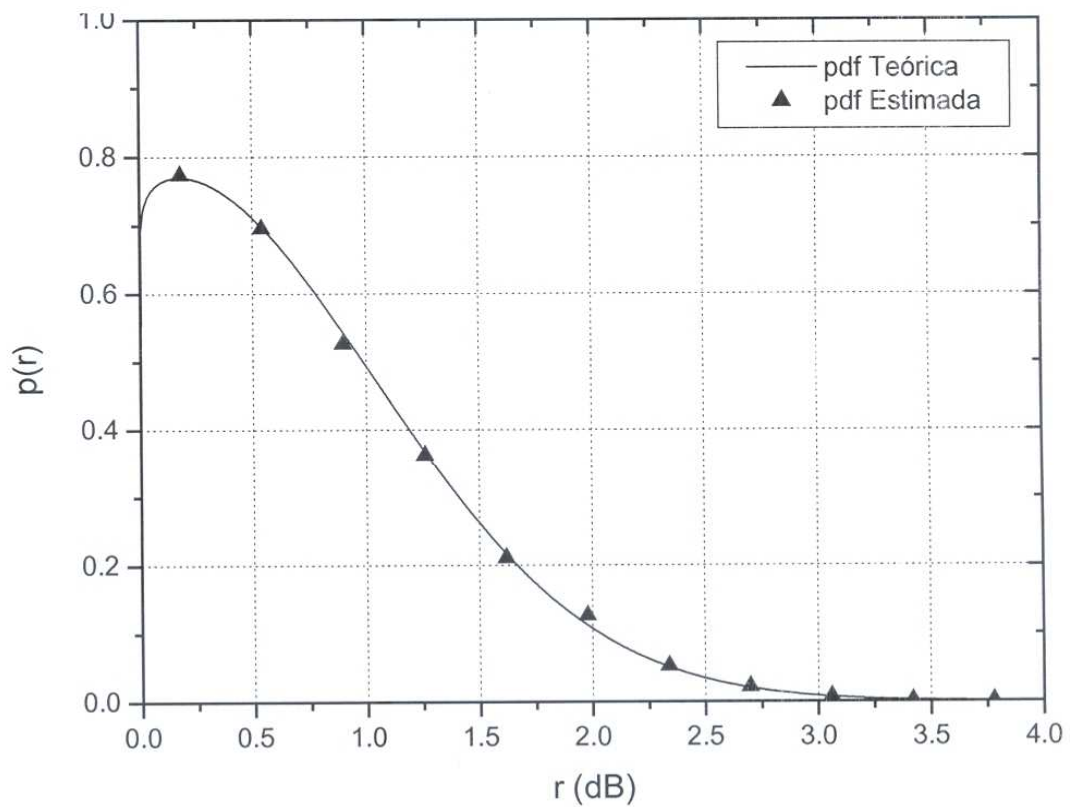


Figura 5.12 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami

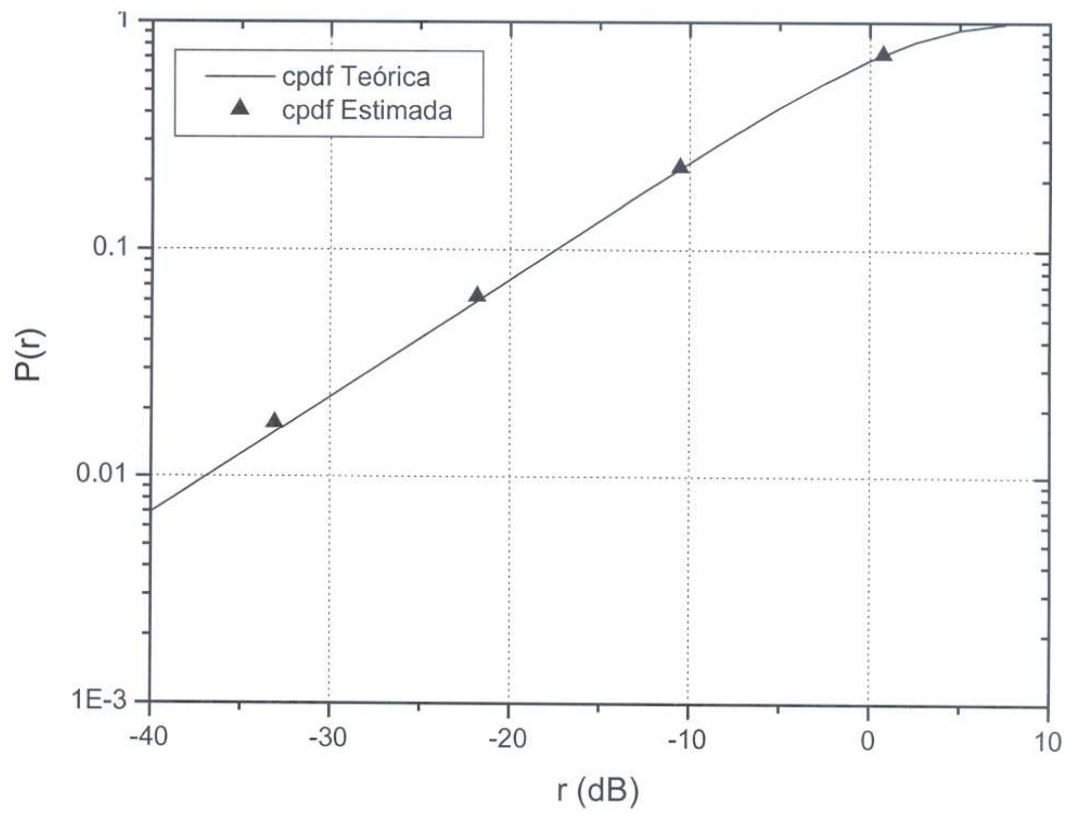


Figura 5.13 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami

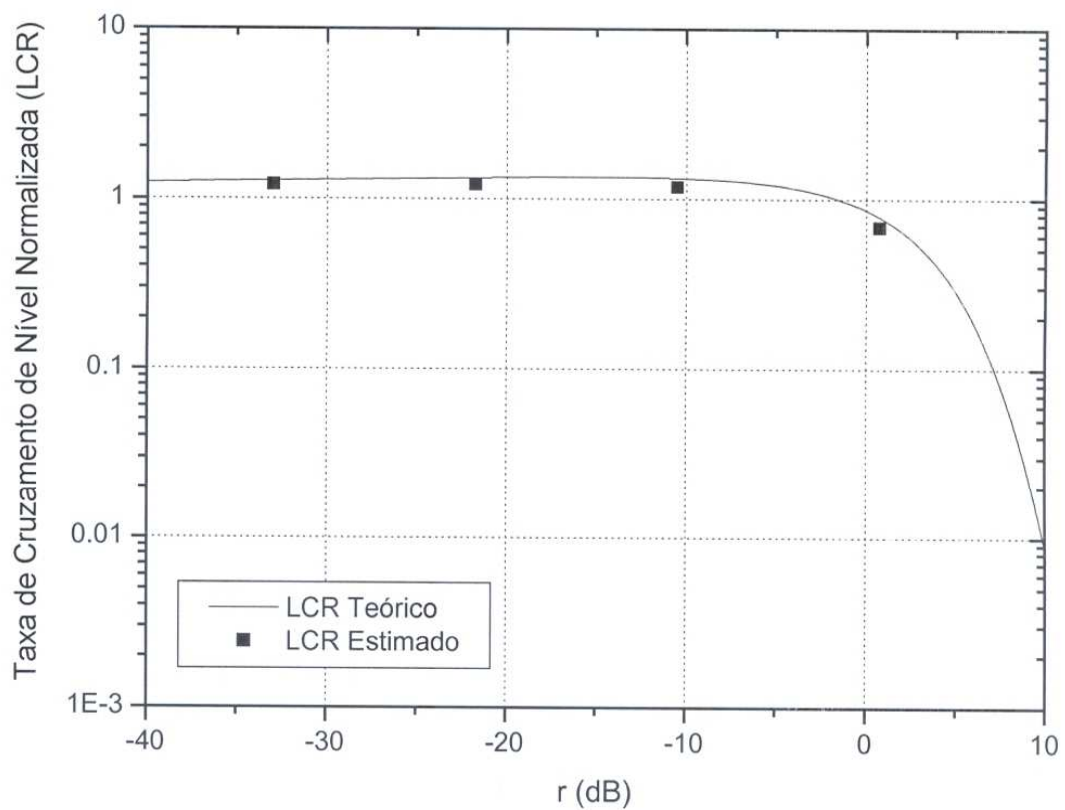


Figura 5.14 – Taxa de cruzamento de nível (LCR) de Nakagami

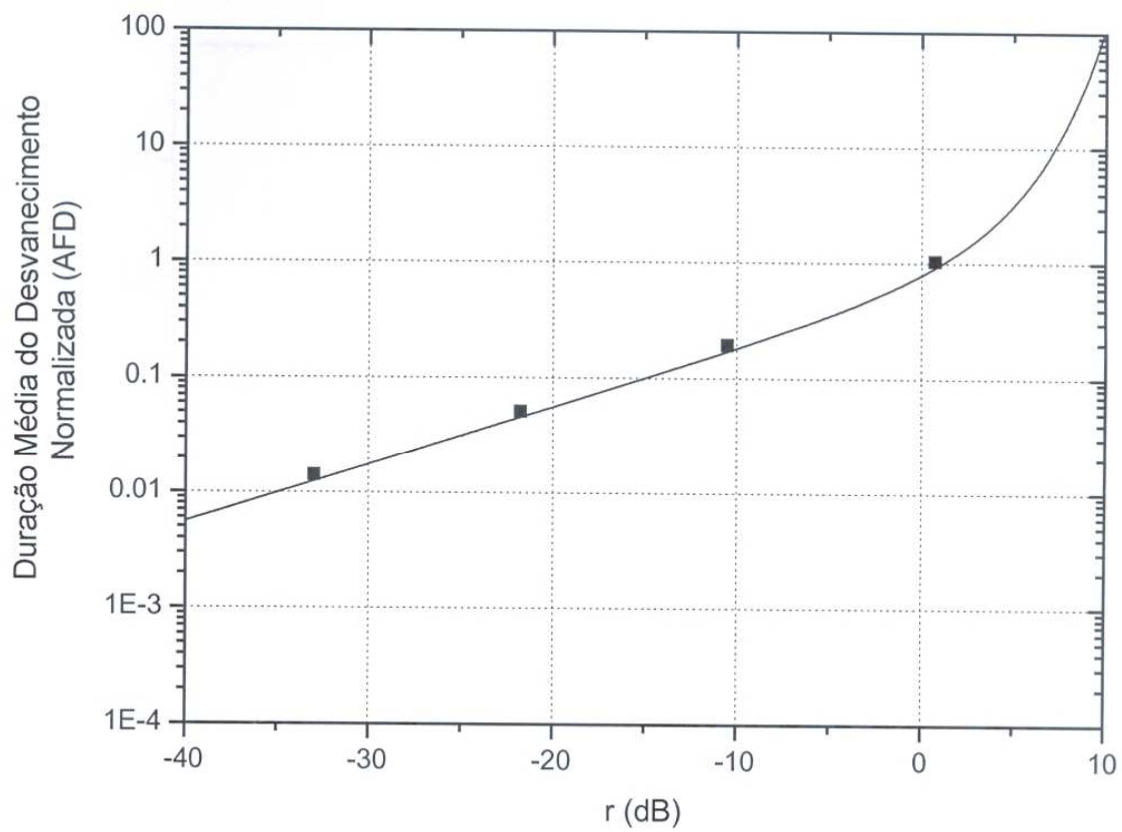


Figura 5.15 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami

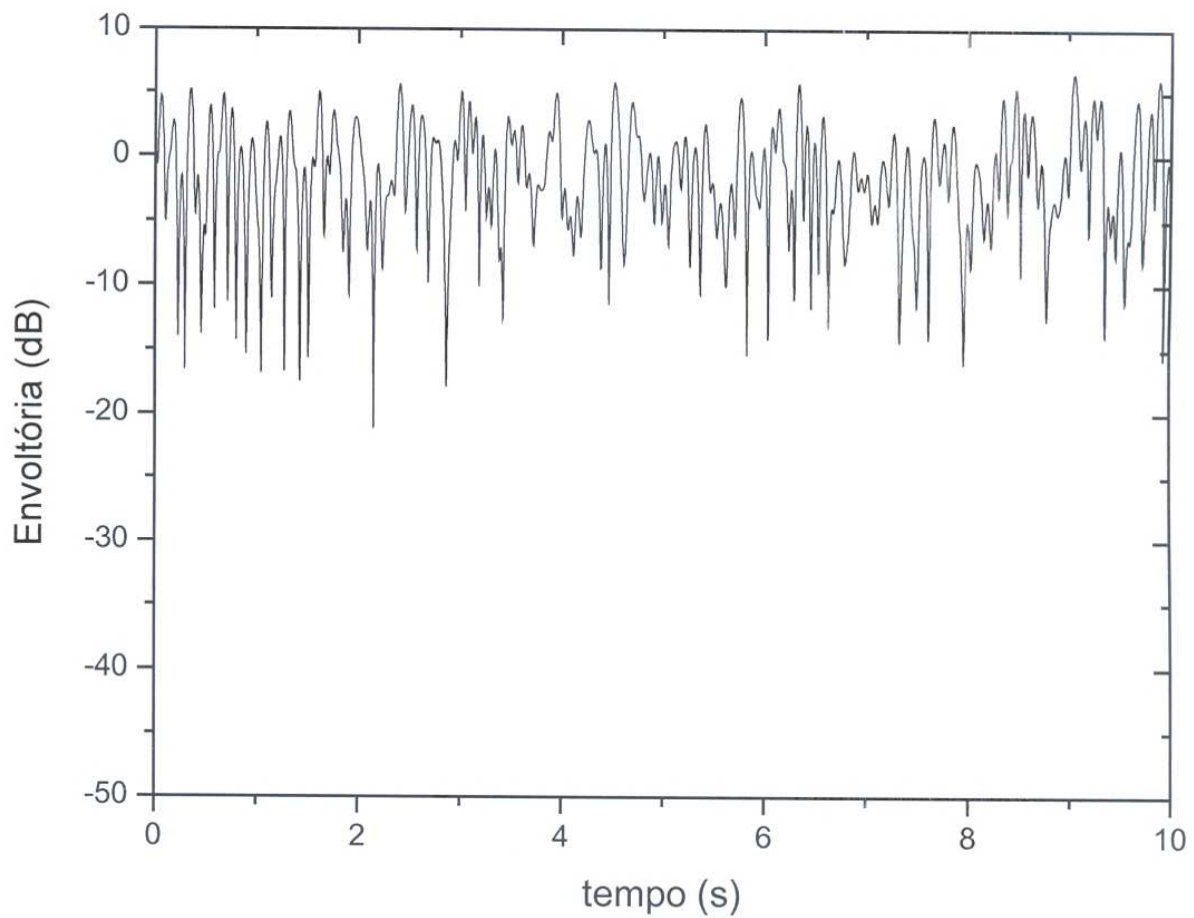


Figura 5.16 – Desvanecimento Nakagami $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h, $f_s = 4096$ e $m = 1,5$

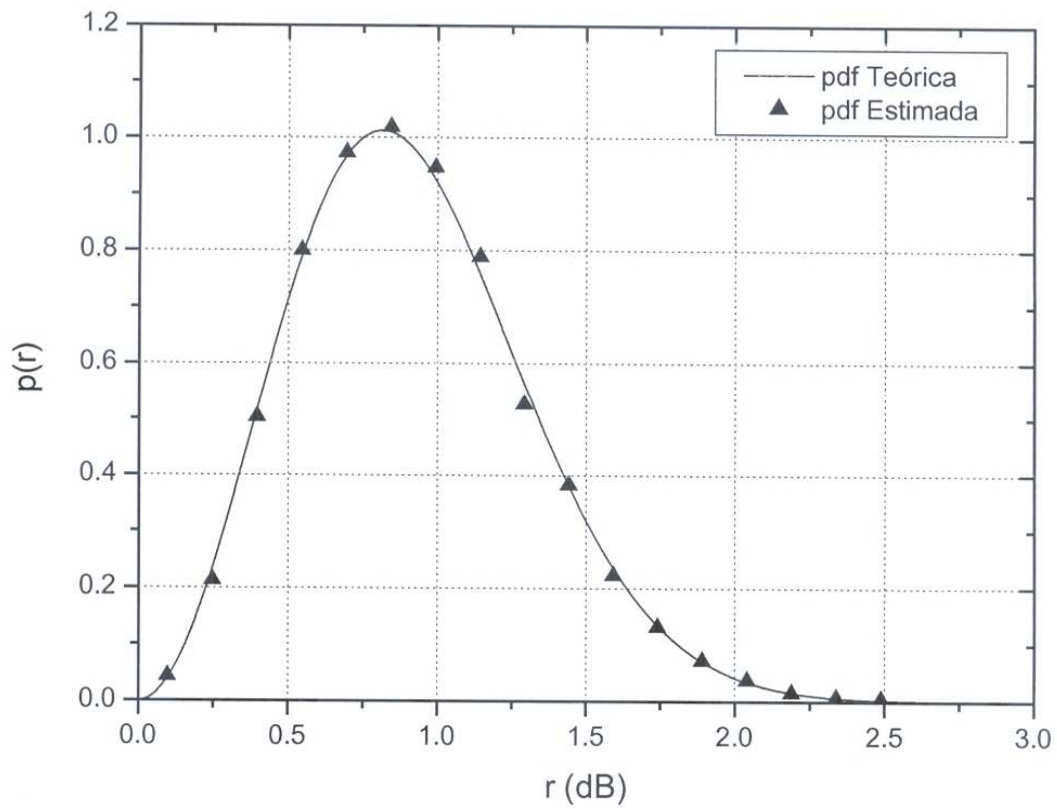


Figura 5.17 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami

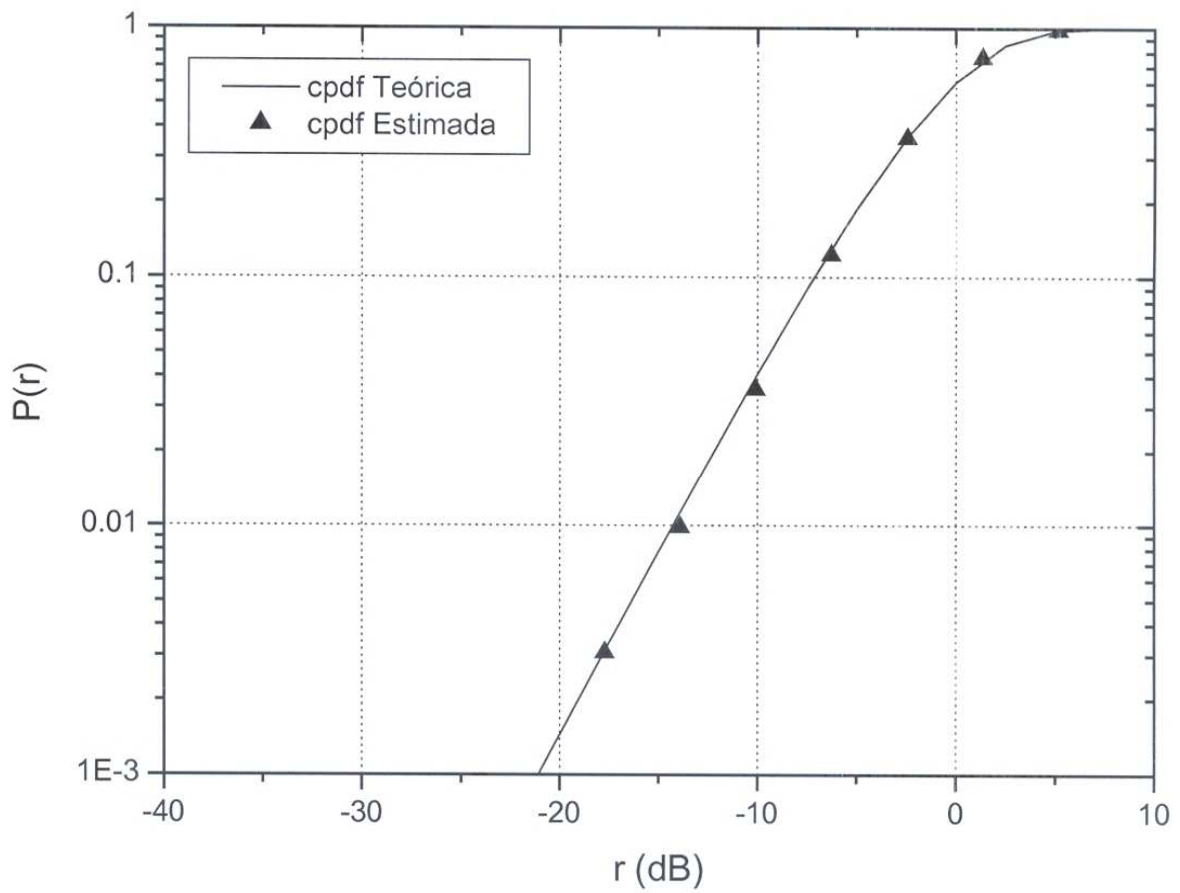


Figura 5.18 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami

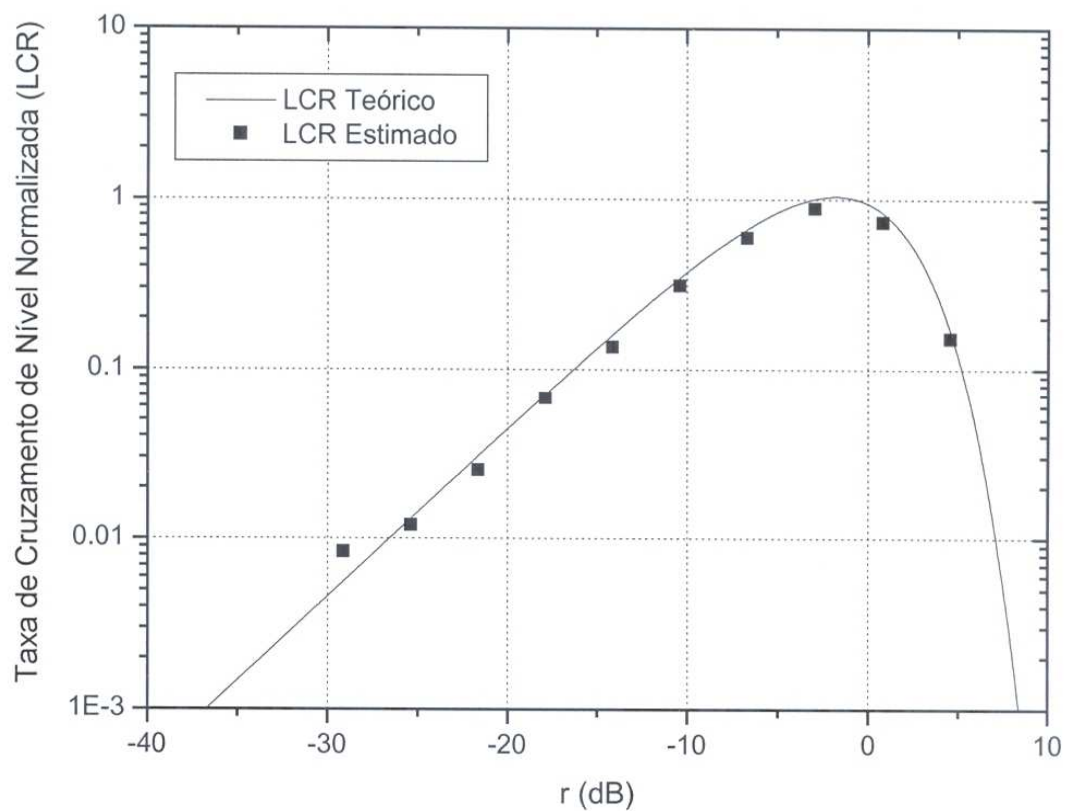


Figura 5.19 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami

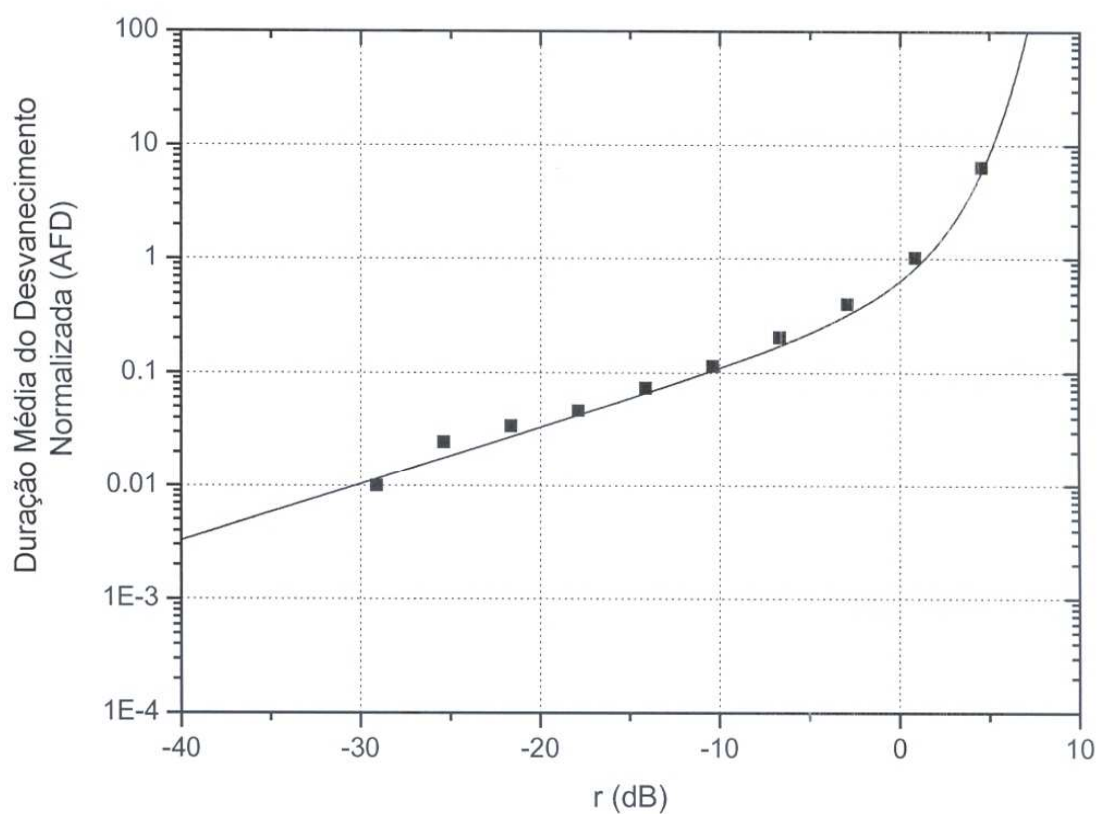


Figura 5.20 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami

Também foram gerados resultados de simulação do desvanecimento Nakagami-m pelo método proposto em [Beau01], para $f_0 = 900$ MHz, $v = 10$ km/h e $f_s = 4096$ para valores de $m = 0,65$, $m = 0,75$ e $m = 3,0$.

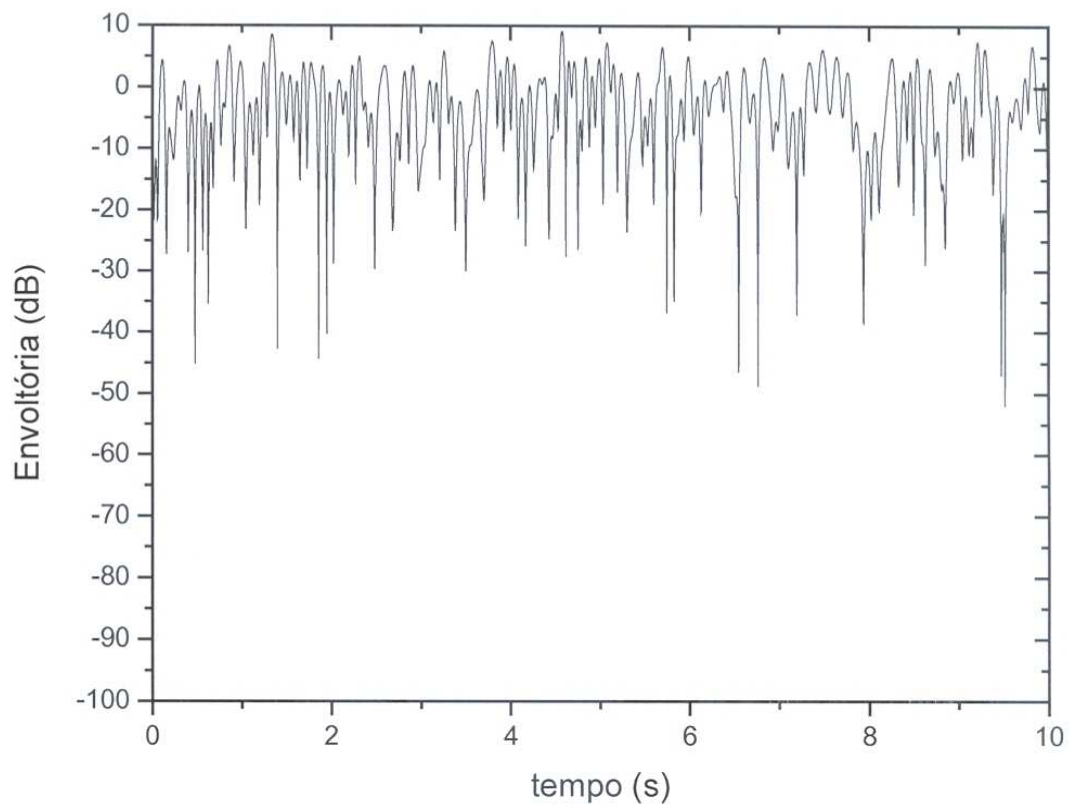


Figura 5.21 – Desvanecimento Nakagami - $m = 0,65$ de Nakagami

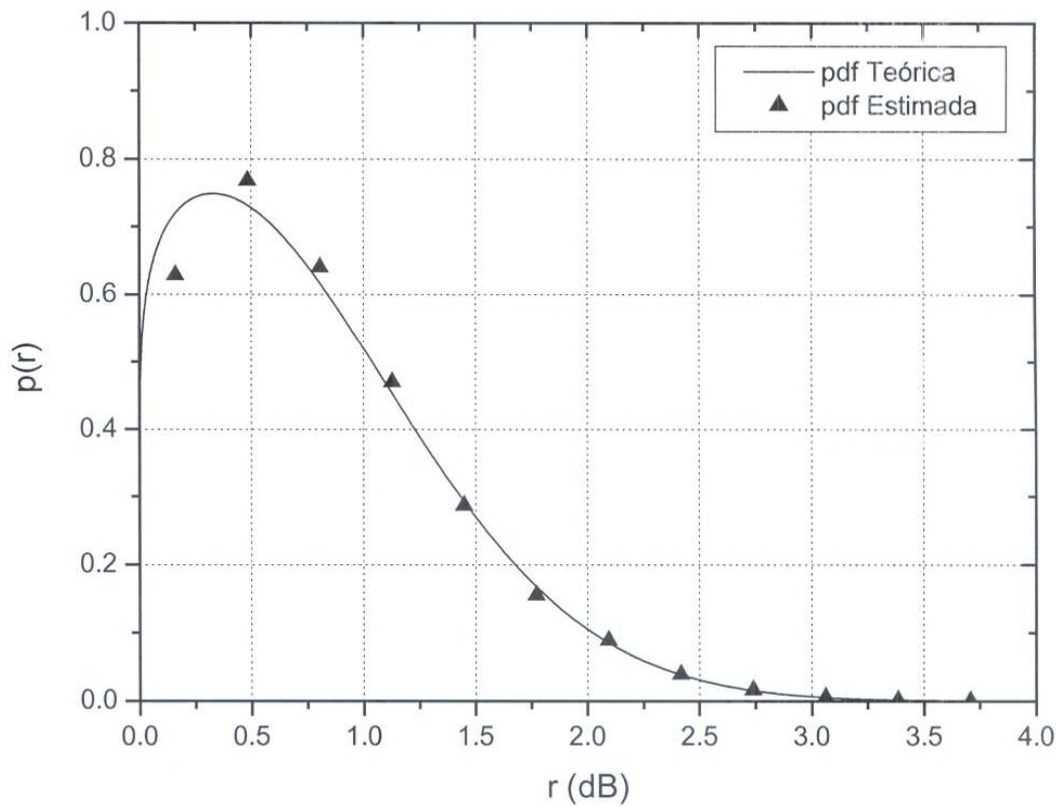


Figura 5.22 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami

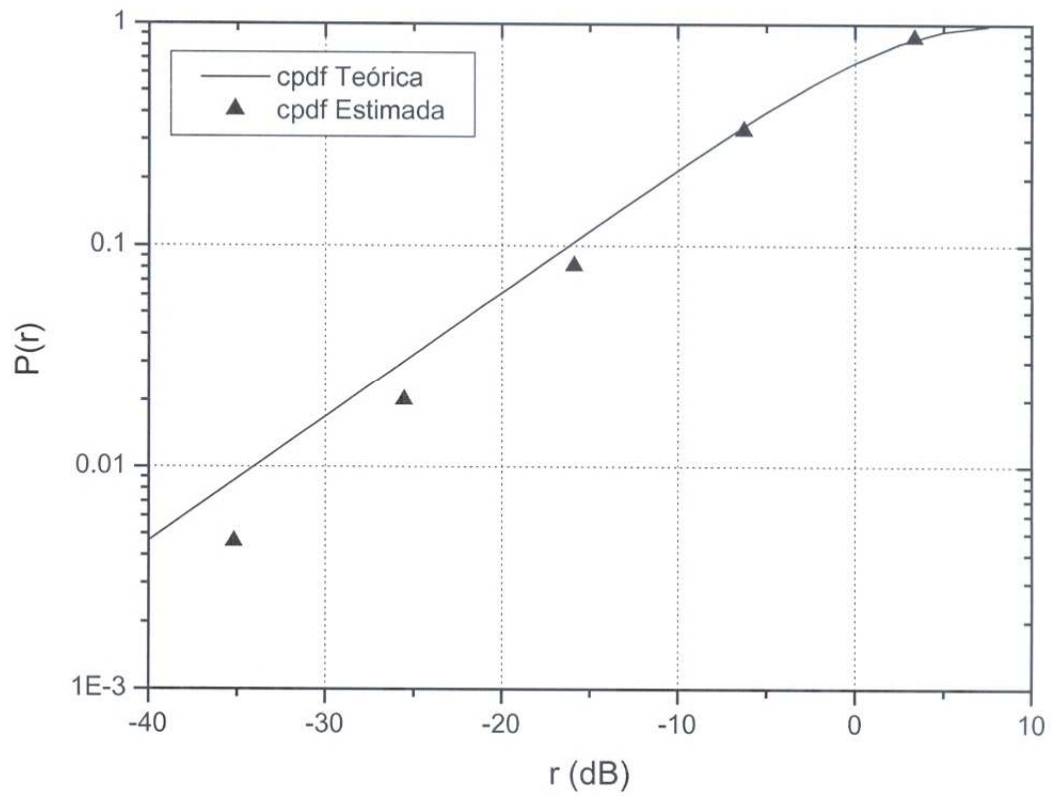


Figura 5.23 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami

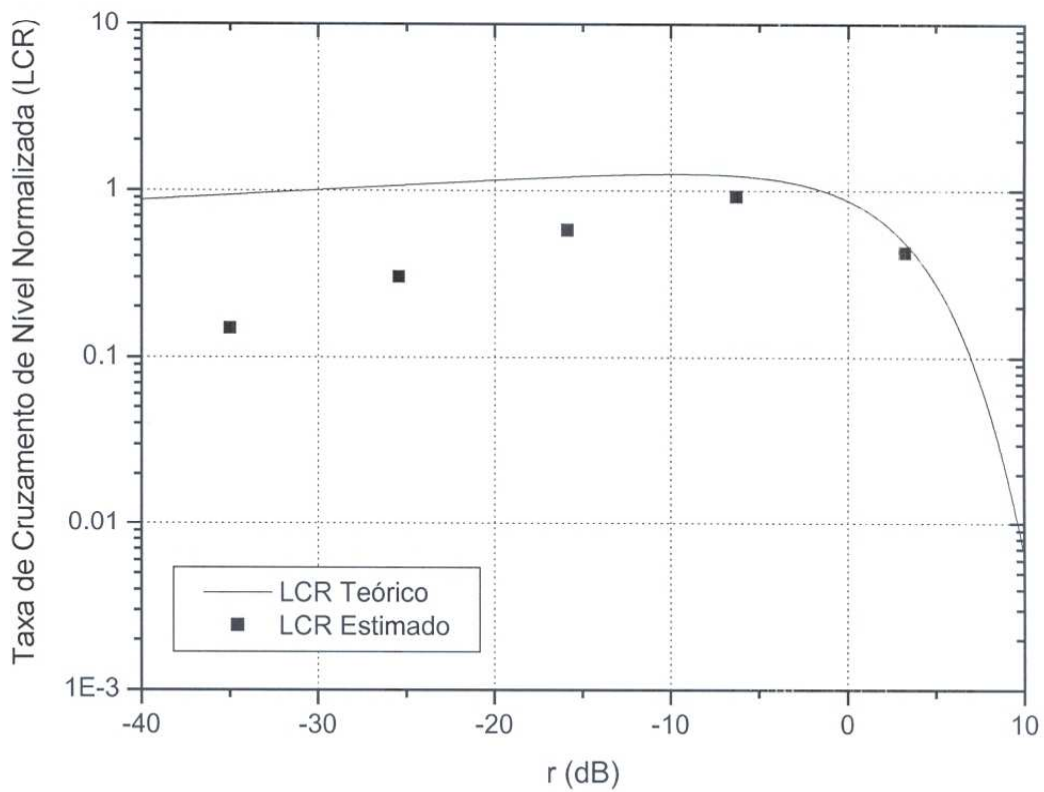


Figura 5.24 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami

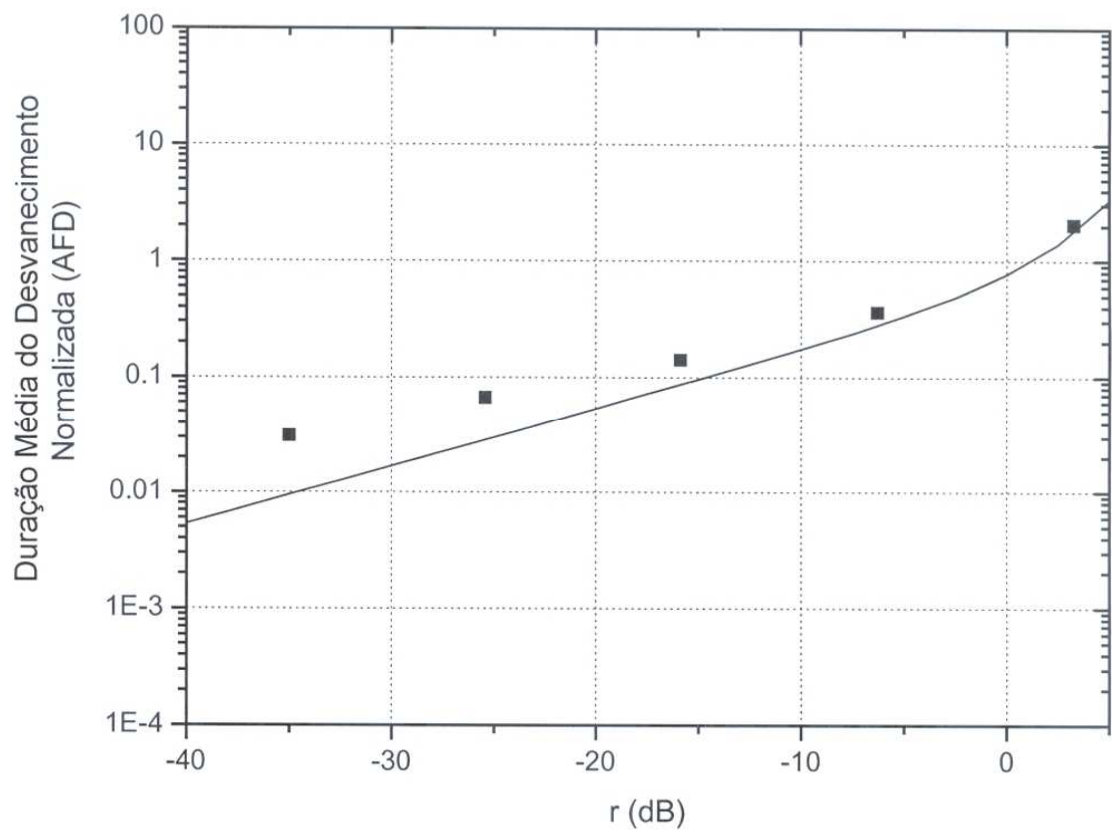


Figura 5.25 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami

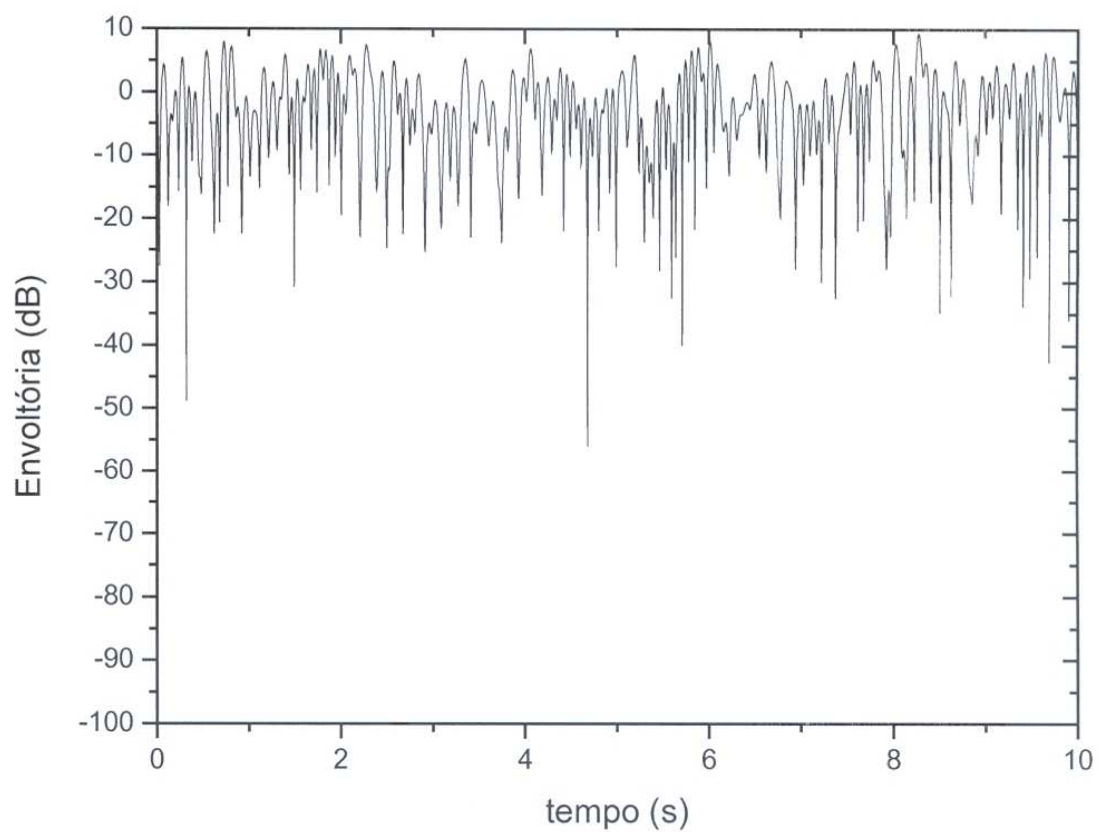


Figura 5.26 – Desvanecimento Nakagami - $m = 0,75$

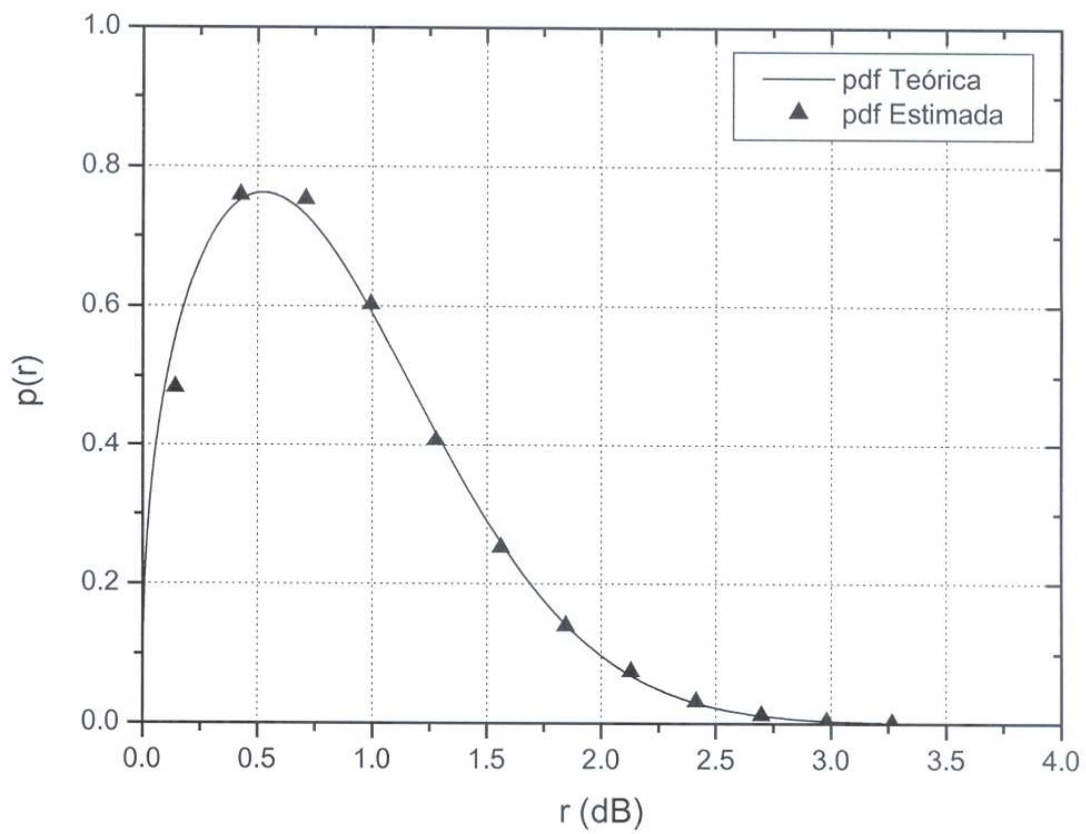


Figura 5.27 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami

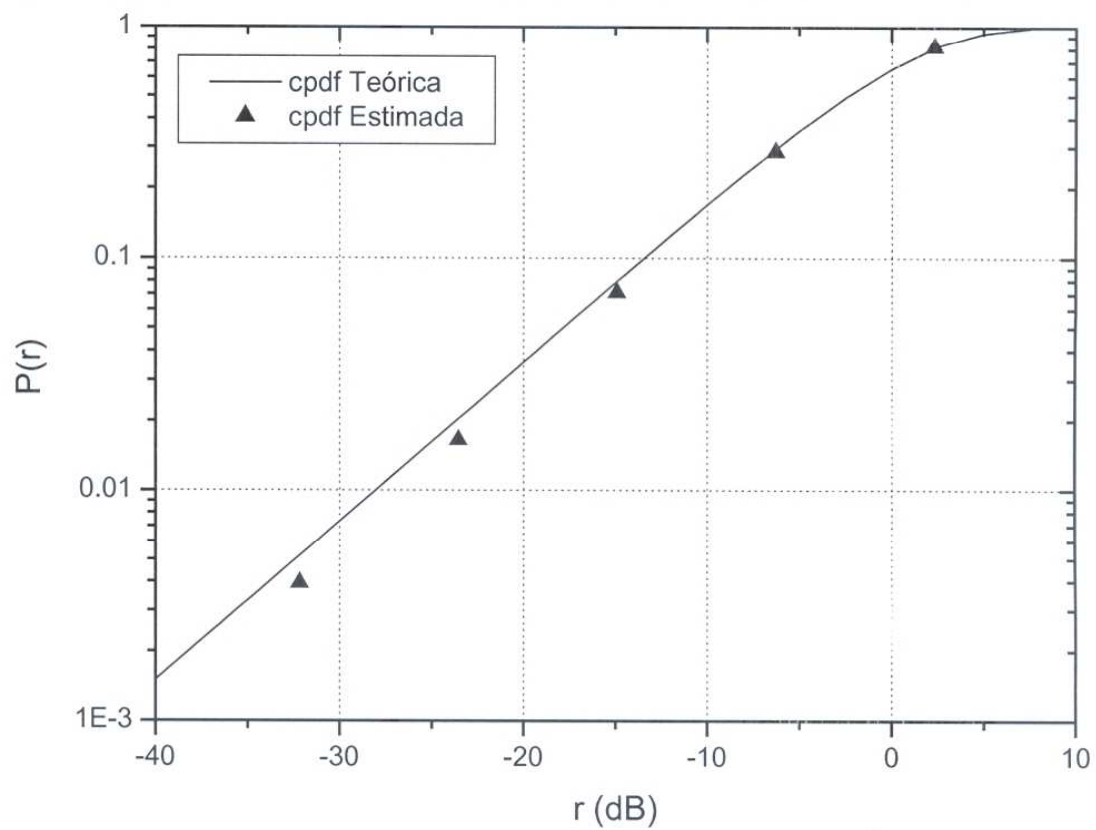


Figura 5.28 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cdf) de Nakagami

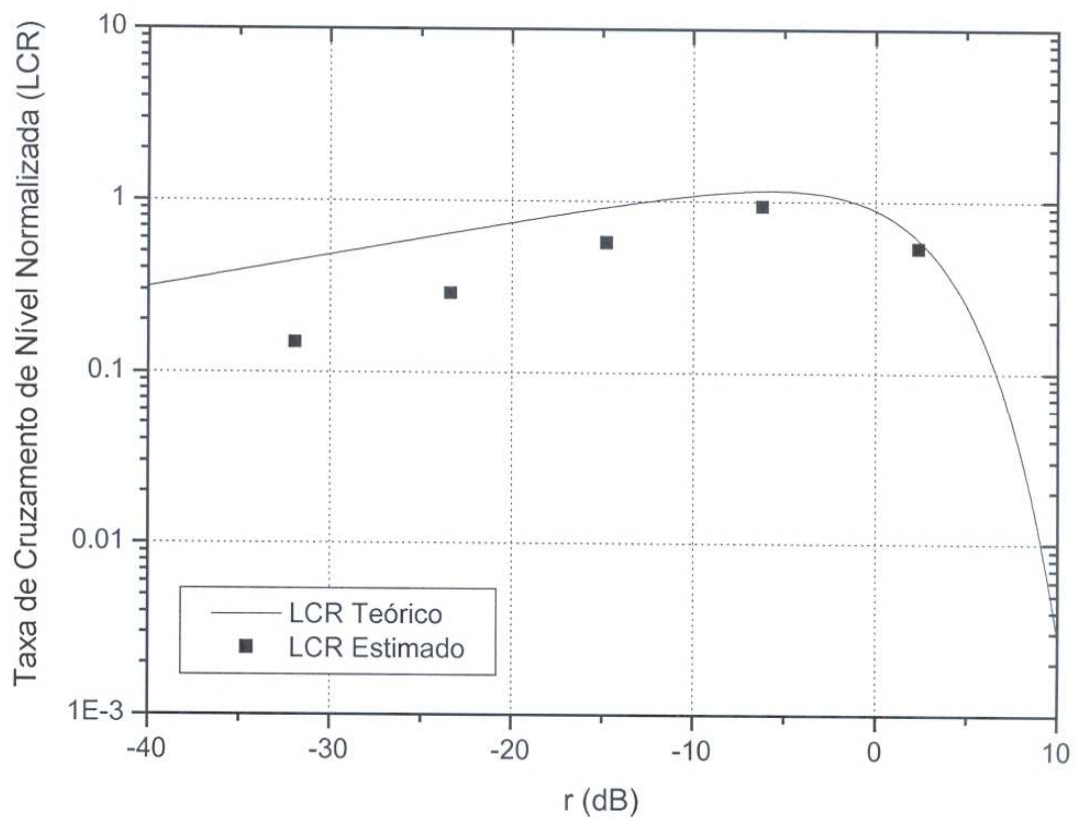


Figura 5.29 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami

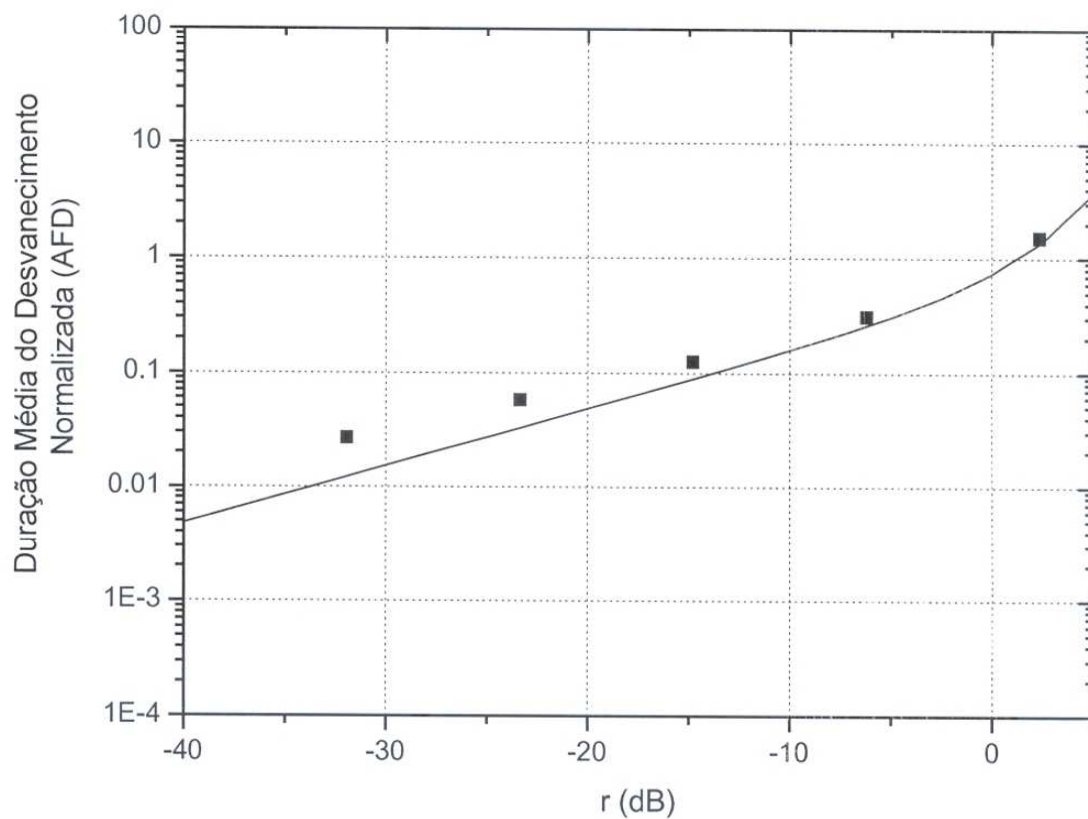


Figura 5.30 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami

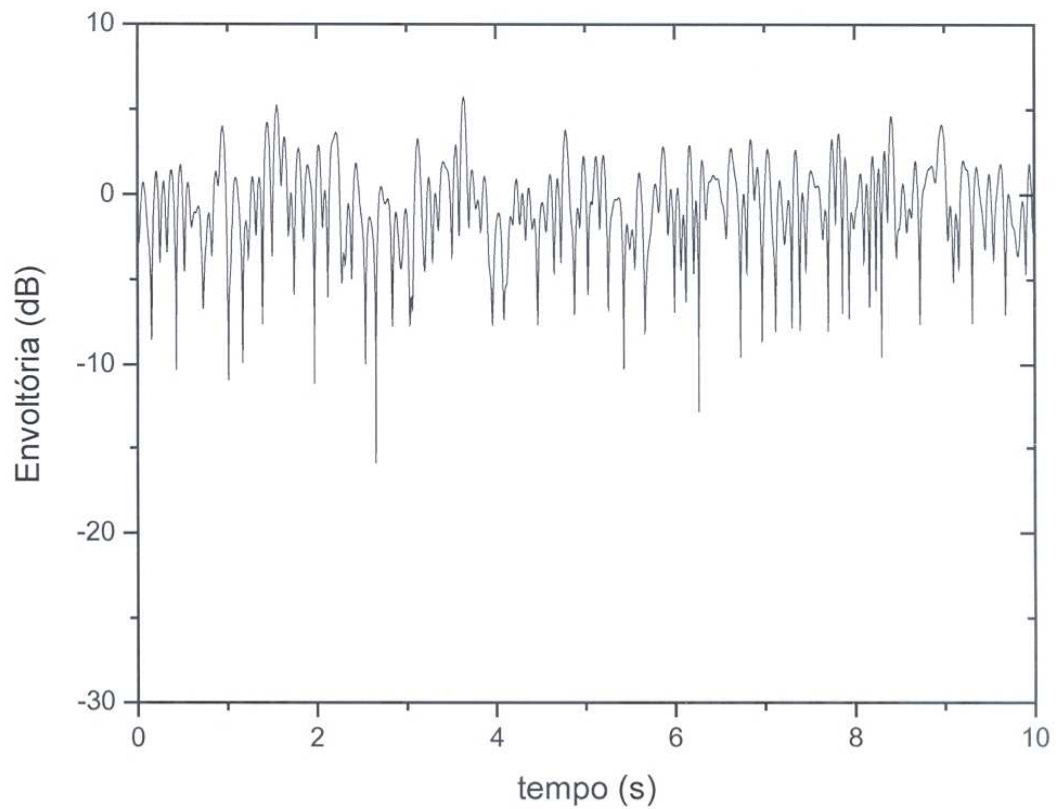


Figura 5.31 – Desvanecimento Nakagami - $m = 3,0$

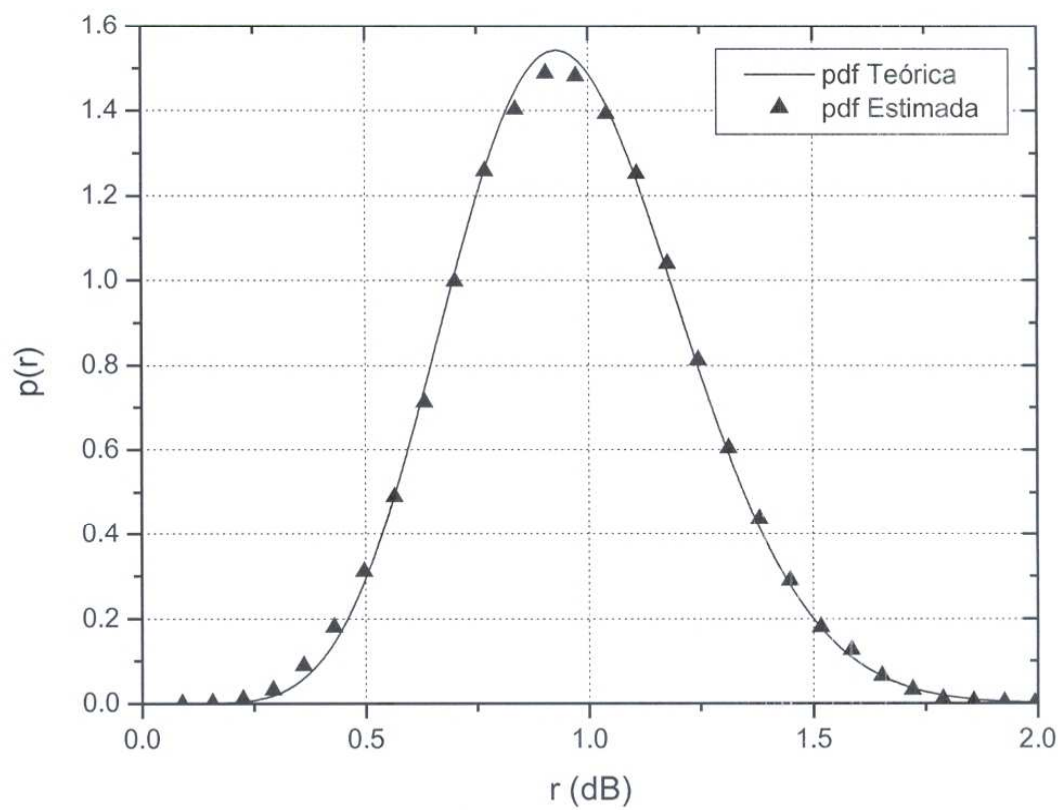


Figura 5.32 – Função Densidade de Probabilidade (pdf) de Nakagami

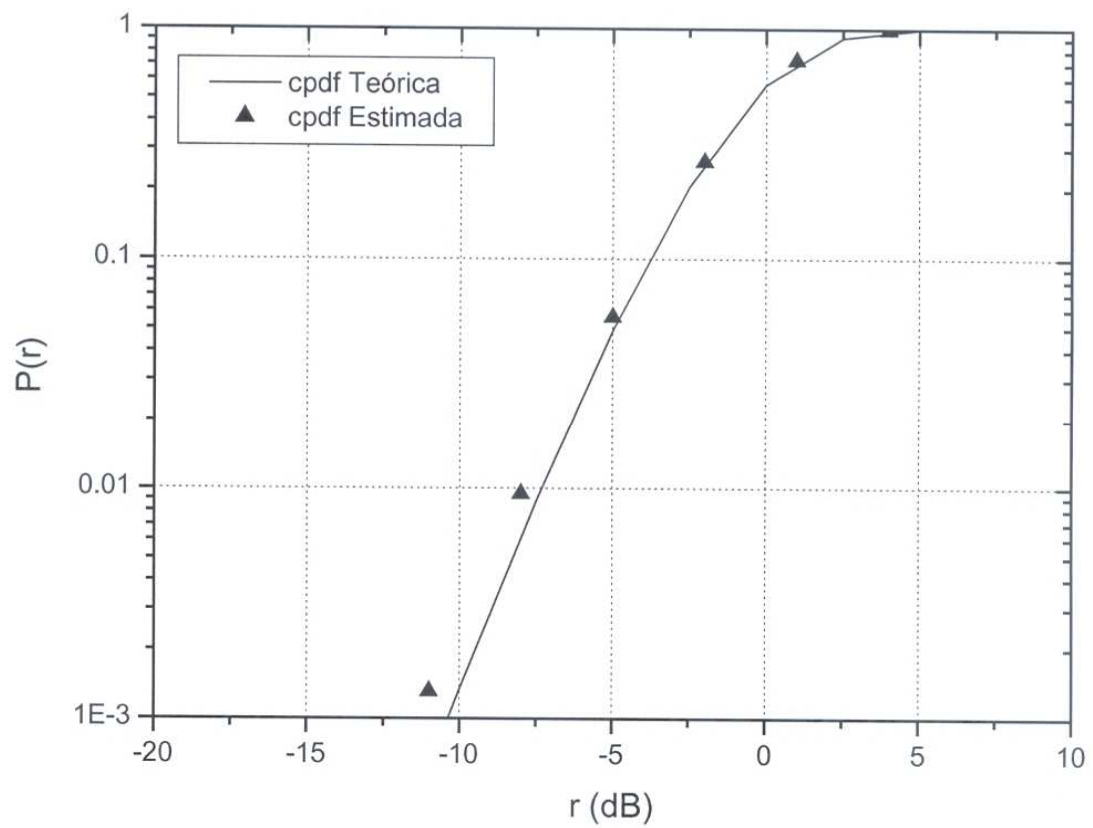


Figura 5.33 – Função Distribuição Acumulada de Probabilidade (cpdf) de Nakagami

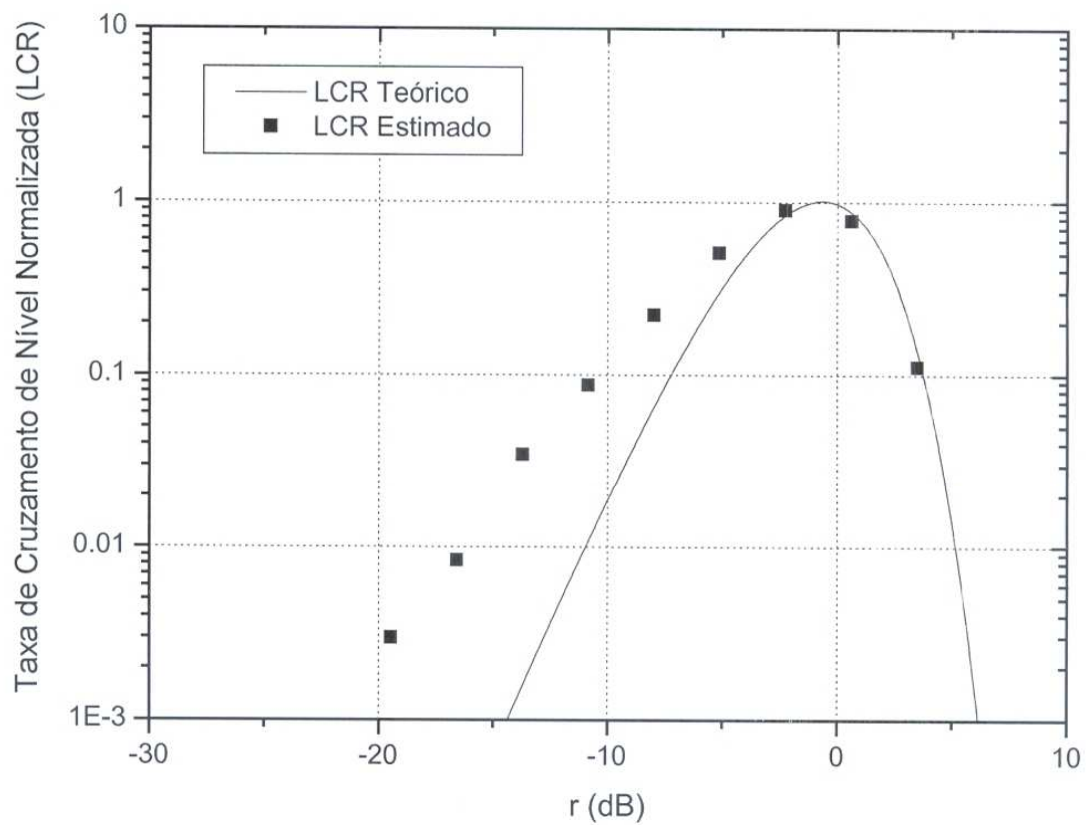


Figura 5.34 – Taxa de Cruzamento de Nível (LCR) de Nakagami

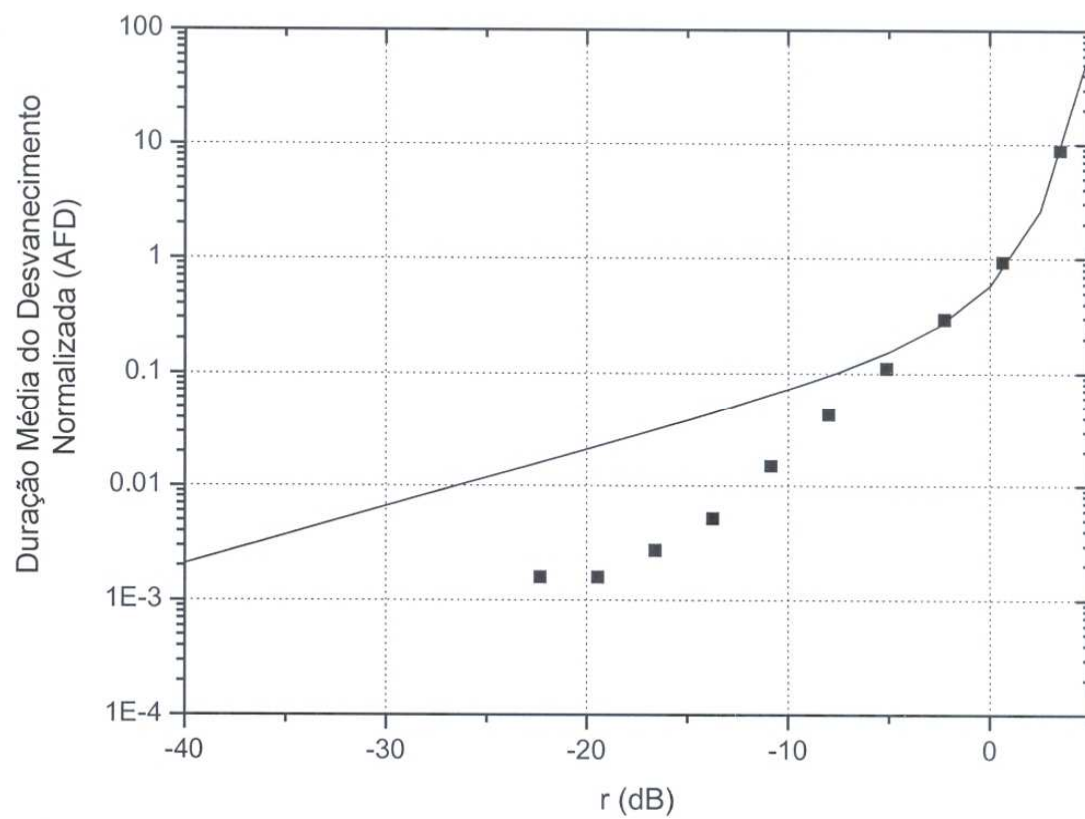


Figura 5.35 – Duração Média do Desvanecimento (AFD) de Nakagami

Capítulo 6

Modelos Discretos de Canal

6.1 Introdução

Neste capítulo abordamos a caracterização discreta de canais de rádio móvel utilizando cadeias de Markov com estados finitos para modelar a distribuição estatística de erros de bloco em canais com desvanecimento Nakagami-m. Investigamos através de simulação a validade dos modelos de Markov de primeira ordem. Estes modelos são apropriados para avaliação de desempenho de protocolos de comunicação em redes sem fio e redes móveis, em ambientes com desvanecimento lento e não seletivos em frequência. A motivação deste estudo é a avaliação de desempenho de protocolos em redes sem fio e sistemas de comunicação móvel. A modelagem discreta de canais de rádio móvel é usada para descrever a distribuição estatística de erros do canal, simplificando a análise dos efeitos do desvanecimento na transmissão de blocos de dados, como no caso de protocolos da camada de enlace. Estes modelos simplificam a análise de eficiência (do inglês: throughput) dos protocolos de comunicação e também auxiliam na escolha das melhores estratégias de controle de erros.

Modelos discretos de canais usando cadeias de Markov com estados finitos tem sido propostos para modelar canais com desvanecimento lento (do inglês: slow fading) e não seletivos em frequência (do inglês: flat fading). As propriedades de correlação do processo de desvanecimento Rayleigh dependem apenas de $f_D \cdot T$, onde f_D é a frequência Doppler e T é o período de amostragem do canal [Wang95]. Quando $f_D \cdot T < 0,1$ o processo é considerado muito correlacionado, caracterizando desvanecimento lento, ou seja, a amplitude do desvanecimento é mantida praticamente constante durante todo o intervalo de quantização. Para valores $f_D \cdot T > 0,2$, duas amostras consecutivas são praticamente independentes, caracterizando desvanecimento rápido (do inglês: fast fading). Na transmissão de dados em sistemas CDMA e TDMA operando com altas taxas, onde a informação é transmitida em

blocos, o canal é em geral considerado constante durante a transmissão do quadro. Contudo, o estado de canal na transmissão entre quadros não é constante, sendo modelado como um processo de amostragem do desvanecimento na taxa de transmissão de quadro [Zor95].

Desenvolvemos um estudo aplicando cadeias de Markov para modelar a distribuição estatística de erros de bloco em canais com desvanecimento Nakagami-m. A distribuição de Nakagami-m permite um melhor ajuste às comunicações móveis e *indoor*. Investigamos através de simulação a validade dos modelos de Markov de primeira ordem.

6.2 Modelos de Markov

Um processo de Markov em tempo discreto, $\{S_n\}$, $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$, é definido por um conjunto finito de estados, $S = \{s_0, s_1, \dots, s_{N-1}\}$, pela matriz de transição de estados, $\mathbf{T}$, e pelas probabilidades de ocupação dos estados. A cada estado está associado um canal binário simétrico (do inglês: Binary Symmetric Channel – BSC) que caracteriza a probabilidade de erro de bloco, e_k . Em canais de rádio o processo de Markov é usado para modelar a amplitude da envoltória do sinal recebido, $\{r_n\}$, ou a relação sinal-ruído recebida, $\{\gamma_n\}$, $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$. A relação sinal-ruído (do inglês: Signal-to-Noise Ratio – SNR) recebida é proporcional ao quadrado da envoltória do sinal recebido, $\gamma = r^2 \cdot E_s / N_0$, onde E_s é a energia média de símbolo e N_0 é a densidade espectral de potência unilateral do ruído. O valor médio de SNR é dado por $\bar{\gamma} = E[r^2] \cdot E_s / N_0$. Qualquer partição do espaço das amplitudes da relação sinal-ruído recebida em N intervalos, $0 = \gamma_0 < \gamma_1 < \gamma_2 < \dots < \gamma_N = \infty$, define um modelo de canal com estados finitos. O canal é dito estar no estado s_k , $k = 0, 1, \dots, N-1$, se a relação sinal-ruído recebida, γ , está no intervalo $\gamma_k \leq \gamma < \gamma_{k+1}$. Este modelo pressupõe esquemas de modulação e demodulação digital específicos para a determinação das probabilidades de erro associadas a cada estado. Dada a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído recebida, $f(\gamma)$, as probabilidades estacionárias de ocupação de cada estado, p_k , são definidas como $p_k = \Pr\{S_n = s_k\} = \int_{\gamma_k}^{\gamma_{k+1}} f(\gamma) d\gamma$. A matriz de transição de estados, $\mathbf{T}$, é definida pelas probabilidades de transição, $t_{ij} = \Pr\{S_{n+1} = s_j | S_n = s_i\}$, para $i, j \in \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$. Processos de Markov de primeira

ordem implicam que apenas a informação de estado do símbolo imediatamente anterior ao símbolo atual, é relevante para o processo de decisão. Em [Wang96] foi investigada a correlação entre o símbolo atual do canal e símbolos anteriores, onde se verificou que a utilização do modelo de Markov de primeira ordem para modelar o desvanecimento Rayleigh era uma boa aproximação.

6.3 Geração Computacional dos Modelos

No modelo de Nakagami- m a função densidade de probabilidade da relação sinal-ruído recebida é dada por

$$f(\gamma) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\Gamma(m) \bar{\gamma}^m} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad m \geq 0,5 \quad (2)$$

onde $\bar{\gamma}$ é o SNR médio. Esta distribuição permite que se ajuste através do parâmetro m , diferentes intensidades de desvanecimento do sinal. Para $m=1$ obtemos o modelo de Rayleigh, para $m < 1$ temos um desvanecimento mais severo que o Rayleigh e para $m > 1$ temos um desvanecimento menos severo que o Rayleigh. Para a simulação da envoltória do sinal segundo a distribuição de Nakagami- m utilizamos o método proposto em [Yac99].

Para investigarmos a validade dos modelos de Markov de primeira ordem, modelamos o canal com 4 estados. Os intervalos de SNR que caracterizam os estados da cadeia de Markov foram definidos considerando-se margens de desvanecimento de 5dB, 10dB e 15dB em relação ao SNR médio, $\bar{\gamma}$ dB, conforme mostrado na Tabela 1.

Estado	Intervalo
s_0	$\bar{\gamma} - 5 \text{ dB} \leq \gamma < +\infty$
s_1	$\bar{\gamma} - 10 \text{ dB} \leq \gamma < \bar{\gamma} - 5 \text{ dB}$
s_2	$\bar{\gamma} - 15 \text{ dB} \leq \gamma < \bar{\gamma} - 10 \text{ dB}$
s_3	$-\infty \leq \gamma \leq \bar{\gamma} - 15 \text{ dB}$

Tabela 6.1 – Intervalo de SNR

Usamos frequências de amostragem do canal de 64, 1024, 2048 e 4096 amostras/s. Estas frequências de amostragem representam as taxas de transmissão de bloco. O tempo de

simulação foi de 1000 segundos. Na Tabela 2 são apresentadas as probabilidades estacionárias de cada estado, p_k , para $m = 0,5$ e $m = 1,5$ e nas Tabelas 3 e 4 as matrizes de transição de estado para velocidades do móvel de 12 km/h e 3 km/h, respectivamente.

m	P_0	P_1	P_2	P_3
0,5	0.574483	0.177824	0.106761	0.140932
1,5	0.814364	0.146012	0.032030	0.007594

Tabela 6.2 – Probabilidade de ocupação dos estados

12 km/h									
m=0,5				m=1,5				amostras/s	$f_D \cdot T$
0,821476	0,106370	0,037656	0,034498	0,915758	0,076109	0,007211	0,000922	64	0,15
0,344258	0,278346	0,166559	0,210837	0,425747	0,438483	0,111035	0,024735		
0,200766	0,276741	0,213174	0,309319	0,178140	0,509826	0,236884	0,075150		
0,141260	0,267328	0,232384	0,359028	0,096583	0,484426	0,310601	0,108390		
0,982040	0,017960	0	0	0,991295	0,008705	0	0	1024	0,0097
0,058038	0,877472	0,064482	0,000008	0,048592	0,929654	0,021754	0		
0	0,108133	0,780142	0,111725	0	0,096674	0,869695	0,033630		
0	0,000007	0,084600	0,915393	0	0	0,147746	0,852254		
0,994593	0,005407	0	0	0,997367	0,002633	0	0	2048	0,0048
0,017267	0,963351	0,019382	0	0,014888	0,978626	0,006486	0		
0	0,032560	0,933842	0,033598	0	0,028933	0,960883	0,010184		
0	0	0,025017	0,974983	0	0	0,044303	0,955697		
0,996442	0,003558	0	0	0,998239	0,001761	0	0	4096	0,0024
0,011532	0,975747	0,012721	0	0,009646	0,986244	0,004110	0		
0	0,021316	0,956646	0,022038	0	0,019046	0,974068	0,006886		
0	0	0,016912	0,983088	0	0	0,029051	0,970949		

Tabela 6.3 – Matrizes de transição de estados

3 km/h									
m=0,5				m=1,5				amostras/s	$f_D \cdot T$
0,954991	0,044836	0,000173	0	0,978158	0,021842	0	0	64	0,039
0,143694	0,695729	0,147110	0,013467	0,121015	0,825893	0,052956	0,000136		
0,000998	0,243252	0,502034	0,253716	0	0,236525	0,683406	0,080069		
0	0,017282	0,194454	0,788264	0	0,001898	0,350127	0,647975		
0,995514	0,004486	0	0	0,997753	0,002247	0	0	1024	0,0024
0,014902	0,968723	0,016375	0	0,012360	0,982090	0,005550	0		
0	0,027248	0,944430	0,028452	0	0,024203	0,967024	0,008773		
0	0	0,021735	0,978265	0	0	0,037487	0,962513		
0,998634	0,001366	0	0	0,999346	0,000654	0	0	2048	0,0012
0,004325	0,990857	0,004818	0	0,003727	0,994619	0,001654	0		
0	0,008180	0,983310	0,008510	0	0,007316	0,990020	0,002664		
0	0	0,006584	0,993416	0	0	0,011173	0,988827		
0,999108	0,000892	0	0	0,999557	0,000443	0	0	4096	0,0006
0,002831	0,994026	0,003143	0	0,002392	0,996502	0,001106	0		
0	0,005295	0,989227	0,005478	0	0,004758	0,993766	0,001476		
0	0	0,004136	0,995864	0	0	0,008320	0,991680		

Tabela 6.4 – Matrizes de transição de estados

Para as taxas de amostragem utilizadas, estas velocidades correspondem a valores de $f_D \cdot T < 0,15$, caracterizando um desvanecimento lento [Zor95]. Os modelos de Markov estão sendo aplicados para modelar a transmissão de blocos [Cho00] no canal com desvanecimento Nakagami. Isso é válido para condições de desvanecimento lento e altas taxas de transmissão. Na Tabela 3 podemos observar que para $v = 12$ km/h, $m = 0,5$, $f_D \cdot T = 0,0097$ e uma frequência de amostragem de 1024 amostras/s, a matriz de transição de estados obtida através de simulação não caracteriza um modelo discreto de Markov de primeira ordem. No canal Rayleigh um valor $f_D \cdot T = 0,0097$ indica um desvanecimento lento [Zor95]. Contudo, nos modelos obtidos na Tabela 4 para $v = 3$ km/h, $f_D \cdot T = 0,039$ e uma frequência de amostragem de 64 amostras/s, as matrizes de transição de estados para $m = 0,5$ e $m = 1,5$ também não caracterizam modelos de primeira ordem. Apenas para valores de $f_D \cdot T \leq 0,0024$ na Tabela 4, as matrizes de transição de estados representam modelos discretos de primeira ordem.

6.4 Considerações Finais

Neste trabalho apresentamos modelos discretos de Markov para modelar o processo de transmissão de blocos em canais com desvanecimento Nakagami- m . Estes modelos são apropriados para avaliação de desempenho de protocolos de comunicação em redes sem fio e redes móveis, podendo ser incorporados a outros softwares de simulação de redes. Os modelos foram obtidos através de simulação. Estes resultados podem ser estendidos para outras condições de desvanecimento do canal. Também verificamos que mesmo para valores de $f_D \cdot T < 0,1$, alguns modelos de Markov gerados não são de primeira ordem, como é em geral caracterizado para canais com desvanecimento Rayleigh.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho implementamos uma biblioteca de modelos de simulação para canais de rádio móvel, para utilização no estudo, projeto e análise de desempenho de sistemas de comunicação sem fio e comunicações móveis. A biblioteca possui modelos de perda de percurso e modelos de desvanecimento. Foram implementados os modelos de perda de percurso de Hata e o Log-Distance. O modelo de Hata é um modelo empírico baseado em medições e o Log-Distance é um modelo teórico de perda de percurso. Adicionalmente foram implementados os modelos probabilísticos de Rayleigh, Rice e Nakagami para caracterização do desvanecimento rápido do sinal. Os modelos probabilísticos foram implementados utilizando diferentes metodologias propostas na literatura.

Uma importante inovação do simulador desenvolvido foi a geração de modelos discretos do canal de rádio a partir dos dados de simulação. Os modelos discretos são apropriados para a simulação de desempenho de protocolos em redes móveis e redes sem fio. A implementação do simulador foi feita em linguagem C++ orientada a objetos de alto nível, permitindo a fácil alteração e inclusão de novos modelos, além de grande portabilidade para utilização conjunta com outras ferramentas de simulação. Para efeitos de análise e visualização de resultados também foi implementada uma interface gráfica.

Na simulação dos métodos do espectro de Rayleigh foi observado que o modelo do espectro se portou melhor aos resultados. Teve um ganho em processamento em torno de 12% mais rápido que o modelo do espectro de Smith, a sua curva esperada também teve um pequeno ganho em referência a curva teórica, mas ambos os modelos se aproximaram muito da curva teórica. Concluindo assim que ambos os modelos são adequados para simular o desvanecimento Rayleigh.

Já os métodos de Nakagami a diferença é bem maior que a de Rayleigh. O modelo de Yacoub teve a melhor aproximação da sua curva esperada em relação a curva teórica mas seu tempo de simulação é superior ao modelo de Beaulieu que teve um ganho em tempo de processamento em média de 58% mas sua curva esperada ficou muito aquém da curva teórica,

principalmente quando simulamos as curvas da taxa de cruzamento de nível e a duração média do desvanecimento, neste dois casos a diferença é muito grande da teórica não satisfazendo assim o modelo. Seria interessante fazer algumas correções no calculo para se obter um resultado mais próximo da teórica.

Sugestões para Trabalhos Futuros

Como sugestões para trabalhos futuros podemos ressaltar a implementação de novos modelos de perda de percurso e de desvanecimento para serem incorporados ao simulador. Outro aspecto importante é a implementação de modelos correlacionados de desvanecimento, para serem utilizados na avaliação de desempenho de sistemas com diversidade.

Referências Bibliográficas

- [Yac93] Michel Daoud Yacoub, *Foundation of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
- [Rap96] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, 1996.
- [Smi75] Smith, J. I., “A computer generated multipath fading simulation for mobile radio”, *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, vol. VT-24, No. 3, pp 39-40, August 1975.
- [Garg96] V. K. Garg and J. E. Wilkes, *Wireless and Personal Communications Systems*, Prentice Hall PTR, 1996.
- [Bea01] N. C. Beaulieu and C. Cheng, “An efficient procedure for Nakagami-m fading simulation”, *IEEE Global Telecommunications Conference 2001, GLOBECOM'01*, vol. 6, pp. 3336-3342, 2001.
- [Yac99] M. D. Yacoub, J. E. V. Bautista and L. G. de R. Guedes, “On higher order statistics of Nakagami-m distribution”, *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, vol. 48, No. 3, pp 790-794, May 1999.
- [Var98] J. E. Vargas Bautista, *Modelo de desvanecimento Nakagami e simulação de sistemas CDMA*, Tese de Doutorado, UNICAMP, 1998.
- [Chu91] C. Loo and Norman Secord, “Computer models for fading channels with applications to digital transmission”, *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, vol. 40, No. 4, pp 700-707, Nov. 1991.
- [Wan95] H. S. Wang and N. Moayeri, “Finite-State Markov Channel – A useful model for radio communication channels”, *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol. 44, no. 1, pp. 163-171, Feb. 1995.
- [Wan96] H. S. Wang and Pao-Chi Chang, “On verifying the first-order Markovian assumption for a Rayleigh fading channel model”, *IEEE Transactions on Veh. Technol.*, vol. 45, no. 2, pp. 353-357, May 1996.
- [Zor95] M. Zorzi, R. R. Rao and L. B. Milstein, “On the accuracy of a first-order Markov model for data block transmission on fading channels”, *Proc. IEEE ICUPC'95*, pp. 211-215, Novembro, 1995.
- [Cho00] A. Chockalingam and G. Bao, “Performance of TCP/RLP protocol stack on correlated fading DS-CDMA wireless links”, *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, vol. 49, Issue 1, Janeiro, 2000.
- [Pro01] J. Proakis, *Digital Communications*, New York, NY: McGraw-Hill, 4th edition, 2001.

- [Nak60] M. Nakagami. "*The m-distribution - a general formula of intensity distribution of rapid fading*". In W.C. Hoffman, editor, *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Pergamon, 1960
- [Suz77] H. Suzuki. "*A Statistical Model for Urban Radio Propagation*". *IEEE Transactions on Communications*, COM-25(7):673-680, July 1977
- [Hes93] Hess, Gary C., *Land-mobile Radio System Engineering*. Boston, Mass., Artech House. 1993
- [Mua82] R. Muammar and S. C. Gupta, "*Cochannel interference in high-capacity mobile radio systems*", *IEEE Trans. Commun.*, vol. COM-30, pp. 1973-1978, Aug. 1982.
- [Pap91] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [Kef97] Keffer, Nelcy Felisbino, "*Interferência cocanal e técnicas de encaminhamento alternativo*", Tese doutorado, UNICAMP, 1997.