

Universidade Estadual de Campinas
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

**Distribuição de Fase e Estatísticas Correlacionadas em
Ambientes Sem Fio: Teoria e Validação Experimental**

Autor: Ugo Silva Dias

Orientador: Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub

Tese de Doutorado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Banca Examinadora

Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub	FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Paulo Cardieri	FEEC/UNICAMP
Prof. Dr. Rui Fragassi Souza	FEEC/UNICAMP
Dr. Álvaro Augusto Machado de Medeiros	Fundação CPqD
Dr. José Antônio Martins	Fundação CPqD

Campinas, SP

Março – 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA - BAE - UNICAMP

D543d Dias, Ugo Silva
Distribuição de fase e estatísticas correlacionadas em ambientes sem fio: teoria e validação experimental / Ugo Silva Dias. – Campinas, SP: [s.n.], 2010.

Orientador: Miched Daoud Yacoub.

Tese de doutorado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistemas de telecomunicações. 2. Sistemas de comunicação sem fio. 3. Radio - Transmissores e transmissão - Desvanecimento. 4. Distribuição (Teoria da probabilidade). 5. Validação. I. Yacoub, Michel Daoud. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título

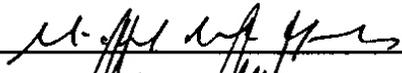
Título em Inglês: Phase distribution and correlated statistics in wireless environments: theory and experimental validation
Palavras-chave em Inglês: Telecommunication systems, Wireless systems, Fading, Phase distribution, Validation
Área de concentração: Telecomunicações e Telemática
Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica
Banca Examinadora: Paulo Cardieri, Rui Fragassi Souza, Álvaro Augusto Machado de Medeiros, José Antônio Martins
Data da defesa: 18/03/2010
Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE DOUTORADO

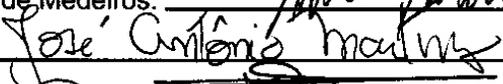
Candidato: Ugo Silva Dias

Data da Defesa: 18 de março de 2010

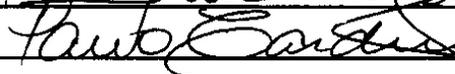
Título da Tese: "Distribuição de Fase e Estatísticas Correlacionadas em Ambientes Sem Fio: Teoria e Validação Experimental"

Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub (Presidente):  _____

Dr. Álvaro Augusto Machado de Medeiros:  _____

Dr. José Antonio Martins:  _____

Prof. Dr. Rui Fragassi Souza:  _____

Prof. Dr. Paulo Cardieri:  _____

Resumo

Esta tese propõe, investiga e valida estatísticas de primeira e segunda ordens para canais com desvanecimento em ambientes sem fio. A caracterização estatística contempla tanto a obtenção de modelos teóricos quanto investigações práticas através de campanhas de medições de campo. Os modelos probabilísticos analisados aqui, chamados κ - μ e α - μ , foram recentemente propostos com o intuito de prover uma análise mais realista do canal rádio-móvel. Por apresentarem um grau de liberdade a mais do que as distribuições tradicionais, uma maior flexibilidade é alcançada. Mais especificamente, as contribuições desta tese são: a obtenção da distribuição conjunta da envoltória e da fase para canais em desvanecimento κ - μ e a validação do seu modelo de fase. Além disso e sem menos importância, a distribuição α - μ é validada amplamente. Suas funções de distribuição cumulativa, correlação cruzada, autocorrelação e espectro de potência da envoltória, estas últimas encontradas em formulações fechadas, bem como a taxa de cruzamento de nível, são investigadas na prática através do uso de um sistema de medição de campo construído especialmente para este fim. Comparações entre o modelo de canal α - μ e os modelos tradicionais da literatura são realizadas e um excelente ajuste entre os dados teóricos e experimentais é encontrado.

Palavras-chave: Canais em desvanecimento, caracterização estatística, medições de campo, validação.

Abstract

This thesis proposes, investigates and validates first and second order statistics of fading channels in wireless environments. The statistical characterization includes both theoretical models and practical investigations through field measurements. The investigated channel models, namely κ - μ and α - μ , have recently been proposed in order to provide a more realistic analysis of the propagated signal. Because these fading models have one more degree of freedom than the traditional distributions, a greater flexibility is achieved. More specifically, the contributions of this thesis are: the κ - μ phase-envelope joint distribution derivation and its phase model validation. Furthermore, the distribution α - μ is fully validated. Its cumulative distribution, cross-correlation, autocorrelation and power spectrum functions of the envelope, these latter obtained in closed-form expressions, and the level crossing rate, are investigated in practice by using a field measurement system, specifically built for this purpose. Comparisons between the α - μ channel model and the traditional distributions are performed and excellent fits between the theoretical and experimental data are found.

Keywords: Fading channel, channel characterization, field measurements, validation.

Agradecimentos

A Deus, que pelo Seu infinito amor derrama graças em minha vida e me faz morada viva do seu divino Espírito Santo. Muito obrigado por sempre estar comigo em todos os momentos.

Ao Prof. Dr. Michel Daoud Yacoub, por todos os ensinamentos transmitidos desde o início do mestrado. Suas amizade, lealdade, ética e honestidade servirão de exemplo por toda a minha vida. Sou eternamente grato por tudo que compartilhamos.

Aos amigos integrantes e ex-integrantes do laboratório WissTek, pela convivência diária e familiar e por partilharem os seu conhecimentos científicos. Em especial, agradeço aos amigos de longa data Daniel e Cândido, e aos colegas que iniciaram o nosso carrinho, Fábio e Hermano. O companheirismo, a dedicação, a determinação e a eficácia dos membros do WissTek me fazem sentir orgulho de pertencer a este laboratório.

Aos colegas Marcelo Ribeiro e Carlos Capovilla, pela ajuda na preparação dos equipamentos e na realização das campanhas de medição de campo.

Ao Dr. Simon L. Cotton e ao Professor William G. Scanlon do Institute of Electronics, Communications and Information Technology (ECIT), Queen's University, Belfast, por terem disponibilizado medidas experimentais *on-body* para a validação da distribuição de fase κ - μ .

Aos membros da CPG/FEEC, Prof. Castro, Mazé, Noêmia, Edson e Jerusa, pela profunda colaboração na submissão deste trabalho.

Aos meus pais, Gorethe e Ubajara, pelo amor dedicado incessantemente ao longo da minha vida. Obrigado por sempre ajudarem a fazer com que meus sonhos se tornem realidade.

À minha família pelo apoio durante esta jornada. Em especial, aos meus irmãos Mayara, Diego e Paloma que estão sempre ao meu lado, compartilhando todas as minhas conquistas; e aos meus avós (em memória) Sebastiana, Severino, Nita e Duca, por terem sido nossos exemplos de cristãos batalhadores em um mundo repleto de obstáculos.

À minha esposa amada Débora, pelos diálogos confortáveis, companheirismo unificador e zelo familiar.

À Comunidade Católica Casa da Juventude por ser uma de minhas fortalezas de fé e espiritualidade em busca da santidade.

À FAPESP, pelo apoio financeiro.

A Deus e aos meus pais Gorethe e Ubajara.

Sumário

Lista de Figuras	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Lista de Símbolos	xix
Lista de Siglas	xxi
Trabalhos Publicados Pelo Autor	xxiii
1 Introdução	1
1.1 O canal rádio-móvel	1
1.2 Distribuições Generalizadas de Desvanecimento	2
1.3 Estatísticas do Canal Rádio-Móvel	4
1.4 Proposta de trabalho	5
1.5 Estrutura da Tese	6
2 Distribuição Conjunta da Envoltória e da Fase para Canais de Desvanecimento κ-μ	9
2.1 O Modelo de Desvanecimento κ - μ	10
2.2 A Distribuição Conjunta da Envoltória e da Fase κ - μ	11
2.3 Discussões e Resultados Numéricos	14
2.4 Investigações e Validações Experimentais	15
2.4.1 Configuração dos Experimentos	19
2.4.2 Resultados Experimentais	20
2.5 Conclusões	24
3 Sistema de Medição de Campo Multiportadora	25
3.1 Transmissor	25
3.2 Veículo Receptor Móvel	26
3.2.1 Amostrador espacial	27
3.2.2 Analisadores de Sinais	33
3.2.3 Coletor de Dados	34
3.2.4 Alimentação	37
3.3 Conclusões	38

4	Função de Autocorrelação e Espectro de Potência do sinal α-μ	39
4.1	O Modelo de Desvanecimento α - μ	39
4.2	Taxa de Cruzamento de Nível	40
4.3	Correlação Cruzada	41
4.3.1	Coeficiente de Correlação Cruzada	42
4.4	Autocorrelação	43
4.4.1	Coeficiente de correlação	44
4.5	Estimadores de parâmetros	44
4.5.1	Estimador α - μ	44
4.5.2	Estimador não-linear ζ - φ - k	45
4.6	Espectro de Potência	45
4.6.1	Exemplos numéricos	46
4.7	Conclusões	51
5	Validação Experimental da Distribuição α-μ	53
5.1	Medições de Campo	53
5.1.1	Configuração Sistêmica de Uma Portadora	54
5.1.2	Configuração Sistêmica de Duas Portadoras	56
5.1.3	Técnica de Medição	57
5.1.4	Ambientes das Medições	57
5.2	Validações	63
5.2.1	CDF e LCR	63
5.2.2	Correlação cruzada	67
5.2.3	Autocorrelação e Espectro de Potência	69
5.3	Conclusões	76
6	Considerações Finais	79
6.1	Investigações Futuras	80
	Referências Bibliográficas	81
A	Dada a PDF $f_{ Z }(z)$, Encontrar a PDF $f_Z(z)$	89
B	Especificações Técnicas	91
C	Pós-processamento dos sinais – Código-fonte do programa	93

Lista de Figuras

2.1	PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\mu = 4$, $\phi = \pi/4$, e κ variando). . . .	16
2.2	PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\mu = 4$, $\phi = \pi/6$, e κ variando). . . .	16
2.3	PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 0.1$, $\phi = \pi/6$, e μ variando). . .	17
2.4	PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 3$, $\phi = \pi/6$, e μ variando). . . .	17
2.5	PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 10$, $\mu = 2$, e ϕ variando).	18
2.6	PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ . Comparação entre as curvas teóricas (linhas sólidas) e simulações Monte Carlo (quadrados, estrelas e bolas).	18
2.7	Nós sem fio formando uma BAN no corpo humano.	19
2.8	PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas no tórax enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.	22
2.9	PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas na cabeça enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.	22
2.10	PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas no joelho enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.	23
2.11	PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas na cintura enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.	23
3.1	Diagrama de blocos básico do conjunto transmissor.	26
3.2	Diagrama de blocos do veículo receptor.	27
3.3	Veículo receptor pronto para realizar medições de campo.	28
3.4	Detalhe dos analisadores de sinais.	28
3.5	Veículo receptor durante uma campanha de medição de campo.	29
3.6	Detalhe do amostrador espacial (roda dentada + circuito amostrador).	30
3.7	Placa de aquisição de dados.	35
3.8	Programa de aquisição de dados para medidas de banda estreita.	36
4.1	Configuração do sistema.	42
4.2	Desvio máximo das funções de autocorrelação α - μ exata e aproximada.	47
4.3	Desvio máximo das funções de autocorrelação α - μ exata e aproximada.	47

4.4	Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\zeta = 0$ e $\alpha = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).	48
4.5	Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\zeta = 0$, e $\mu = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).	49
4.6	Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento anisotrópico, $\zeta = 0.8$, $k = 1$, $\varphi = 0$ e $\alpha = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).	49
4.7	Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento anisotrópico, $\zeta = 0.8$, $k = 1$, $\varphi = 0$ e $\mu = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).	50
4.8	Espectro de potência da envoltória α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\alpha = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).	50
4.9	Espectro de potência da envoltória α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\mu = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).	51
5.1	Diagrama da configuração do transmissor.	54
5.2	Vista da cobertura do Bloco E da FEEC.	55
5.3	Diagrama da configuração do transmissor com duas portadoras.	57
5.4	Mapa da Universidade Estadual de Campinas.	58
5.5	Prédio da Pós-graduação da FEEC.	59
5.6	DEMIC/FEEC.	60
5.7	Bloco F/FEEC.	60
5.8	Prédio de salas de aula da FEC.	61
5.9	Vista lateral do Ginásio de Esportes.	61
5.10	Vista da Rua João Pandiá Calógeras.	62
5.11	Vista da Rua Alexander Fleming (Hospital de Clínicas).	62
5.12	Vista aérea do Ciclo Básico e da Rua Sérgio Buarque de Holanda.	63
5.13	CDF teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.66$, $\mu = 0.79$, $\alpha_W = 2.31$ e $m = 1.38$. Local: Rua Sérgio Buarque de Holanda.	64
5.14	CDF teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.60$, $\mu = 0.74$, $\alpha_W = 2.16$ e $m = 1.23$. Local: Rua João Pandiá Calógeras.	65
5.15	CDF teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.56$, $\mu = 0.89$, $\alpha_W = 2.39$ e $m = 1.44$. Local: Térreo - Bloco E - FEEC (nº 47 no mapa).	65
5.16	CDF teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 1.36$, $\mu = 1.74$, $\alpha_W = 1.85$ e $m = 0.77$. Local: Corredor - 3º andar - FEC (nº 16 no mapa).	66
5.17	CDF teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.33$, $\mu = 0.82$, $\alpha_W = 2.08$ e $m = 1.12$. Local: Rua Cândido Portinari.	66
5.18	CDF teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.50$, $\mu = 0.84$, $\alpha_W = 2.26$ e $m = 1.30$. Local: Rua Carlos Chagas.	67
5.19	LCR teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.48$, $\mu = 1.50$, $\alpha_W = 2.13$ e $m = 1.29$. Local: Rua Alexander Fleming (área da saúde).	68
5.20	LCR teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.50$, $\mu = 0.84$, $\alpha_W = 2.26$ e $m = 1.30$. Local: Rua da Reitoria.	68
5.21	LCR teórica <i>versus</i> experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.03$, $\mu = 1.04$, $\alpha_W = 1.91$ e $m = 1.13$. Local: Ciclo Básico (nº 35 no mapa).	69

5.22	CCFs teóricas <i>versus</i> experimentais no cenário de diversidade espacial (medições <i>outdoor</i>). Local: Rua Cândido Portinari.	70
5.23	CCFs teóricas <i>versus</i> experimentais no cenário de diversidade espacial (medições <i>indoor</i>). Local: Térreo - DEMIC (n° 48 no mapa).	70
5.24	CCFs teóricas <i>versus</i> experimentais no cenário de diversidade espacial (medições <i>outdoor</i>). Local: Avenida Oswaldo Cruz.	71
5.25	CCFs teóricas <i>versus</i> experimentais no cenário de diversidade em frequência (medições <i>outdoor</i>). Local: Rua 06 de Agosto.	71
5.26	CCFs teóricas <i>versus</i> experimentais no cenário de diversidade em frequência (medições <i>indoor</i>). Local: FEEC Bloco E (n° 47 no mapa).	72
5.27	Local: corredor do térreo - Bloco F - FEEC (n° 47).	74
5.28	Local: corredor interno do 2° andar - FEC (n° 16).	74
5.29	Local: fundos (interior) do DEMIC (n° 48).	75
5.30	Local: lateral (exterior) do prédio da CPG/FEEC (n° 47).	75
5.31	Espectro de Potência teórico <i>versus</i> experimental. Ambiente <i>Indoor</i> . Local: 2° andar - FEC (n° 16 no mapa).	76
5.32	Espectro de Potência teórico <i>versus</i> experimental. Ambiente <i>Outdoor</i> . Local: Estacionamento da reitoria.	77
5.33	Espectro de Potência teórico <i>versus</i> experimental. Ambiente <i>Indoor</i> . Local: 3° andar - FEC (n° 16 no mapa).	77

Lista de Tabelas

2.1	Parâmetros estimados para a distribuição de fase κ - μ	21
5.1	Parâmetros de desvanecimento estimados para CDF experimental.	64
5.2	Valores estimados dos parâmetros de desvanecimento e diversidade.	72
5.3	Valores estimados para os parâmetros de desvanecimento e para o modelo anisotrópico.	73

Lista de Símbolos

M	- Número de ramos de diversidade
$F_A(\cdot)$	- CDF de uma variável aleatória A
$f_A(\cdot)$	- PDF de uma variável aleatória A
$f_{A_1, A_2, \dots, A_n}(\cdot, \cdot, \dots, \cdot)$	- PDF conjunta das variáveis aleatórias A_1, A_2, \dots, A_n
$f_{A A_1, \dots, A_n}(\cdot \cdot, \dots, \cdot)$	- PDF condicional de A dado A_1, A_2, \dots, A_n
$Pr(\cdot)$	- Probabilidade de um evento
m	- Parâmetro de desvanecimento de Nakagami- m
α_W	- Parâmetro de desvanecimento de Weibull
α e μ	- Parâmetros de desvanecimento da distribuição α - μ
α_i e μ_i	- Parâmetros de desvanecimento da distribuição α - μ do i -ésimo ramo
κ e μ	- Parâmetros de desvanecimento da distribuição κ - μ
X	- Componente em fase do sinal
Y	- Componente em quadratura do sinal
\dot{A}	- Derivada temporal de uma variável aleatória A
X_i	- Componente em fase do sinal no i -ésimo ramo
Y_i	- Componente em quadratura do sinal no i -ésimo ramo
$E(\cdot)$	- Média de uma variável aleatória
$Var(\cdot)$	- Variância de uma variável aleatória
$Cov(\cdot)$	- Operador covariância
R	- Envoltória dos sinais κ - μ ou α - μ
R_i	- Envoltória dos sinais κ - μ ou α - μ no i -ésimo ramo
\hat{r}	- Valor RMS de R (κ - $m\mu$) ou Raiz α -ésima de R^α (α - μ)
\hat{r}_i	- Raiz α_i -ésima de $R_i^{\alpha_i}$
P	- Envoltória normalizada do sinal κ - μ
P_i	- Envoltória normalizada do sinal κ - μ no i -ésimo ramo
δ	- Coeficiente de correlação cruzada
ρ	- Coeficiente de correlação
ξ	- Quantia de diretividade no receptor
φ	- Direção média do ângulo de chegada
k	- Controla a largura do feixe
$ \cdot $	- Operador determinante
J	- Jacobiano de uma transformação de variáveis

G_i	-	Processo gaussiano do i -ésimo sinal
$D(\phi)$	-	Diretividade horizontal
ϕ	-	Parâmetro de fase
Θ	-	Fase do sinal κ - μ
ω_D	-	Desvio Doppler máximo em rad/s
f_m	-	Desvio Doppler máximo em Hz
τ	-	Diferença de tempo entre dois sinais desvanecidos
$\Delta\omega$	-	Diferença de frequência entre dois sinais
T	-	Atraso no tempo
\bar{T}	-	Espalhamento do atraso (<i>delay spread</i>)
λ	-	Comprimento de onda da portadora
d_a	-	Espaçamento entre as antenas
θ	-	Ângulo entre o eixo das antenas e a direção de movimento do veículo
R_{R_1, R_2}	-	Função de Correlação Cruzada de duas envoltórias α - μ
A_R	-	Função de Autocorrelação da envoltória α - μ
\tilde{A}_R	-	Função de Autocorrelação aproximada da envoltória α - μ
\hat{A}_R	-	Autocorrelação empírica da envoltória α - μ
S_R	-	Espectro de Potência da envoltória α - μ
\tilde{S}_R	-	Espectro de Potência aproximado da envoltória α - μ
d_d	-	Distância entre dentes da roda
n	-	Número de dentes
n_{min}	-	Número mínimo de amostras
n_{max}	-	Número máximo de amostras
f_p	-	Frequência de passagem dos dentes
f_{aq}	-	Frequência de aquisição
ϵ	-	Erro médio absoluto

Lista de Siglas

AC	- Corrente alternada
AFD	- Duração média de desvanecimento
ACF	- Função de Autocorrelação
ACC	- Coeficiente de Autocorrelação
AoA	- Ângulo de Chegada
BAN	- Rede na Área do Corpo
BW	- Largura de faixa
CCC	- Coeficiente de Correlação Cruzada
CCF	- Função de Correlação Cruzada
CDF	- Função de Distribuição Cumulativa
CW	- Onda Contínua
DC	- Corrente contínua
DECOM	- Departamento de Comunicações
DEMIC	- Departamento de Microeletrônica
DFT	- Transformada discreta de Fourier
DPSK	- Modulação por Desvio de Fase Diferencial
ERP	- Potência efetivamente radiada
FEC	- Faculdade de Engenharia Civil
FEEC	- Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
FFT	- Transformada rápida de Fourier
FSK	- Modulação por chaveamento de frequência
LCR	- Taxa de Cruzamento de Nível
LED	- Diodo emissor de luz
LNA	- Amplificador de baixo ruído
MIMO	- Múltiplas Entradas e Múltiplas Saídas
MISO	- Múltiplas Entradas e Única Saída
PDF	- Função Densidade de Probabilidade
PSF	- Função de Espectro de Potência
PSK	- Modulação em Fase por Chaveamento
RF	- Rádio-Frequência

RX	-	Receptor
SIMO	-	Única Entrada e Múltiplas Saídas
TTL	-	Lógica Transistor-Transistor
TX	-	Transmissor
UNICAMP	-	Universidade Estadual de Campinas
USB	-	Barramento Serial Universal
VAC	-	Voltagem corrente alternada
VBW	-	Largura de faixa de vídeo
VDC	-	Voltagem corrente contínua

Trabalhos Publicados Pelo Autor

1. U. S. Dias and M. D. Yacoub. “The κ - μ Joint Phase-Envelope Distribution.” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 1, Jan. 2010.
2. S. L. Cotton, U. S. Dias, W. G. Scanlon, and M. D. Yacoub, “On the Distribution of Signal Phase in Body Area Networks.” Submitted, *IEEE Commun. Lett.*, 2010.
3. J. R. Mendes, M. D. Yacoub, and U. S. Dias. “Power Correlation Coefficient of a Very General Fading Model in Maximal Ratio Combining.” Accepted, *IEEE Trans. Commun.*, 2010.
4. M. D. da Costa, U. S. Dias, and P. Cardieri. “Spectrum Sensing over Generalized Fading Channel.” *International Information and Telecommunication Technologies Symposium (I2TS)*, Florianópolis, Brazil, Dec. 2009.
5. U. S. Dias and M. D. Yacoub. “On the α - μ Autocorrelation and Power Spectrum Functions: Field Trials and Validation.” *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Honolulu, USA, Nov.-Dec. 2009.
6. U. S. Dias and M. D. Yacoub. “On the α - μ Cross-Correlation Function: Field Trials and Validation” *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Belém, Brazil, Nov. 2009.
7. G. S. Rabelo, U. S. Dias, and M. D. Yacoub. “The κ - μ Extreme Distribution: Characterizing Severe Fading Conditions.” *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Belém, Brazil, Nov. 2009.
8. U. S. Dias and M. D. Yacoub. “Correlation Statistics of the α - μ Fading Channels.” *XXVII Brazilian Symposium of Telecommunications (SBrT)*, Blumenau, Brazil, Sep.-Oct. 2009.
9. G. S. Rabelo, U. S. Dias, and M. D. Yacoub. “The κ - μ Extreme Distribution: Theory and Applications.” *XXVII Brazilian Symposium of Telecommunications (SBrT)*, Blumenau, Brazil, Sep.-Oct. 2009.
10. U. S. Dias, M. D. Yacoub, and D. B. da Costa. “The κ - μ Phase-Envelope Joint Distribution.” *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, Cannes, France, Sep. 2008.
11. U. S. Dias, M. D. Yacoub, and D. B. da Costa. “The Joint Phase-Envelope Distribution of the κ - μ Fading Channel.” *XXVI Brazilian Symposium of Telecommunications (SBrT)*, Rio de Janeiro, Brazil, Sep. 2008.

12. U. S. Dias, M. D. Yacoub, G. Fraidenraich, D. B. da Costa, and J. C. S. Santos Filho. “On the Weibull Autocorrelation and Power Spectrum Functions: Field Trials and Validation”. *IEEE Communications Letters*, vol. 10, no.10, Oct. 2006.
13. U. S. Dias, M. D. Yacoub, J. C. S. Santos Filho, G. Fraidenraich, and D. B. da Costa. “On the Nakagami- m Autocorrelation and Power Spectrum Functions: Field Trials and Validation”. *International Telecommunications Symposium (ITS)*, Fortaleza, CE, Brazil, Sep. 2006.
14. M. D. Yacoub, D. B. da Costa, U. S. Dias, and G. Fraidenraich. “Joint Statistics for Two Correlated Weibull Variates”. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 4, pp. 129-132, 2005.
15. U. S. Dias, G. Fraidenraich, and M. D. Yacoub. “On the Weibull Autocorrelation Function: Field Trials and Validation”. *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Brasília, DF, Brazil, Jul. 2005.
16. J. C. S. Santos Filho, G. Fraidenraich, U. S. Dias, and M. D. Yacoub. “On the Nakagami- m Crosscorrelation Function”. *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Brasília, DF, Brazil, Jul. 2005.
17. U. S. Dias, M. D. Yacoub, and G. Fraidenraich. “On the Weibull Autocorrelation and Power Spectrum Functions: Field Trials and Validation”. *XXII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, Campinas, SP, Brazil, Sep. 2005.

Capítulo 1

Introdução

A mobilidade garantiu aos sistemas de comunicação sem fio um nicho privilegiado no mercado mundial das telecomunicações e um crescimento vertiginoso nos últimos tempos [1]. As novas gerações de sistemas trazem propostas ousadas, com altas taxas de transmissão integrando voz, dados e imagem [2]. Em vista do acelerado avanço tecnológico, vislumbra-se uma rede sem fio global e convergente, provendo as mais remotas localidades de uma ampla gama de serviços, com flexibilidade e transparência para os diversos tipos de usuários [3]. Entretanto, tal avanço traz consigo enormes desafios.

O desempenho dos sistemas sem fio é duramente penalizado pela natureza estocástica do canal rádio-móvel. No percurso entre transmissor e receptor, além da perda de propagação, o sinal rádio-móvel pode ser bloqueado por obstruções físicas – o sombreamento – e sofrer múltiplas reflexões, espalhamentos e difrações – o multipercurso. Como resultado, a amplitude e a fase do sinal que chegam ao receptor apresentam flutuações aleatórias, caracterizando o fenômeno de desvanecimento. Tais flutuações deterioram o desempenho da comunicação, mas diversos mecanismos podem ser utilizados para combater os seus efeitos deletérios. Citam-se, como exemplo, técnicas de diversidade, codificação, equalização, e outros. Para a correta aplicação destas técnicas, uma caracterização adequada do canal em desvanecimento – modelagem, análise e experiências com medições de campo – é indispensável e, portanto, de grande importância no projeto de sistemas de comunicação sem fio.

1.1 O canal rádio-móvel

O canal rádio-móvel impõe limites fundamentais para o desempenho dos sistemas de comunicações sem fio. O caminho do sinal entre o transmissor e o receptor pode variar desde a simples linha de visada até um que seja seriamente obstruído por prédios, montanhas e folhagens. Diferentemente dos canais que são estacionários e previsíveis, os canais de rádio são aleatórios e não oferecem uma

análise simplificada. Até mesmo a velocidade do movimento influencia a rapidez com que o nível de sinal é atenuado e provoca um ruído típico do próprio deslocamento. Portanto, devido ao grande número de fatores influenciando a propagação, o sinal é geralmente tratado de forma estocástica e com base em medições realizadas especificamente para o sistema de comunicação em foco.

A propagação do sinal no canal rádio-móvel está sujeita à combinação de três fenômenos que o degradam: perda de percurso em grande escala, desvanecimento de longo prazo ou lento e desvanecimento de curto prazo ou rápido. A perda de percurso em grande escala é causada pela atenuação do sinal ao longo do percurso entre transmissor e receptor. Esse enfraquecimento efetivo da intensidade do sinal é influenciado por um grande número de fatores, tais como as características do sistema radiante, ambiente de propagação, frequência de operação, distância entre transmissor e receptor, entre outros. As variações e atenuações em larga escala são observáveis através de grandes distâncias (dezenas de comprimentos de onda) e, tipicamente, são modeladas como variáveis aleatórias em ambientes com obstáculos.

O desvanecimento de longo prazo está relacionado às características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias, comparadas com o comprimento de onda. Mesmo sem movimentação do receptor, o desvanecimento lento pode ocorrer devido as alterações significativas no ambiente como, por exemplo, variações temporais no índice de refração da atmosfera. Esse tipo de desvanecimento é também conhecido por sombreamento, pois ele está relacionado a obstruções naturais (relevo e vegetação) e a construções, como casas e edifícios, que fazem com que o móvel fique em uma região de sombra eletromagnética, isto é, nível de sinal abaixo do limiar de sensibilidade do receptor. O desvanecimento lento determina a variação da média global do sinal recebido e ocorre em intervalos de dezenas de comprimento de onda.

O desvanecimento curto prazo é causado pelo comportamento aleatório das componentes que chegam ao receptor, verificado em curtas distâncias ou em pequenos intervalos de tempo. Tal comportamento é resultado da multiplicidade de percursos originados através de várias componentes que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si. Esse tipo de desvanecimento caracteriza a variação da média local do sinal e ocorre em intervalos de, aproximadamente, meio comprimento de onda. Nesta tese, serão investigados ambientes em que prevalece este último tipo de desvanecimento.

1.2 Distribuições Generalizadas de Desvanecimento

Em comunicações sem fio, há vários modelos de canal que visam caracterizar as flutuações experimentadas em sua propagação. Em especial, as variações de longo prazo do sinal são descritas pela distribuição Lognormal, enquanto que as variações de curto prazo são modeladas por várias outras

distribuições, tais como Rayleigh [4], Rice [5, 6], Hoyt [7, 8], Nakagami- m [8] e Weibull [9]. Dentre todas estas distribuições, a de Nakagami- m tem recebido uma atenção especial por sua simplicidade de manipulação e pela ampla gama de aplicações [10]. Embora, em geral, as estatísticas do canal rádio-móvel possam ser bem caracterizadas pelo modelo de Nakagami- m , há situações em que outras distribuições – Hoyt, Rice e Weibull – se ajustam melhor às medidas de campo [11–14]. Indo mais além, há situações em que nenhuma destas distribuições tradicionais se ajusta bem aos dados experimentais, embora uma ou outra se adeque moderadamente.

Recentemente [15, 16], três novas distribuições de desvanecimento foram propostas com o intuito de prover uma caracterização estatística mais realística do canal rádio-móvel: distribuições κ - μ , η - μ e α - μ . Por apresentarem um grau de liberdade a mais do que as distribuições tradicionais, uma maior flexibilidade é obtida, possibilitando assim um melhor ajuste aos dados experimentais [17–19].

A distribuição α - μ , que tem como casos particulares as distribuições de Rayleigh, Weibull e Nakagami- m , foi proposta em [16] com o objetivo de explorar a não-linearidade do meio de propagação e caracterizar o número de *clusters* de ondas de multipercurso. Inicialmente, pensou-se que esta era uma nova distribuição estatística, contudo, depois constatou-se ser uma versão re-escrita da distribuição Gamma generalizada, que foi inicialmente proposta por Amoroso [20] e particularizada por Stacy [21]. De acordo com o próprio Stacy [21], o intuito de sua proposta foi obter uma generalização da distribuição Gamma, sendo esta realizada com a inclusão de um parâmetro positivo no expoente do fator exponencial da mesma. Entretanto, o trabalho de Stacy não está associado às aplicações de engenharia, e muito menos com a modelagem física de algum dado fenômeno de propagação. O seu trabalho, de fato, trata de um problema puramente matemático em que algumas propriedades estatísticas de uma versão generalizada da distribuição Gamma foram investigadas. Por outro lado, a proposta da distribuição α - μ [16] tem como base fundamental um modelo de desvanecimento, sendo que os seus parâmetros estão diretamente associados com as propriedades físicas do meio de propagação. Especificamente, o parâmetro $\alpha > 0$ modela a não-linearidade do meio, enquanto que o parâmetro $\mu > 0$ indica o número de *clusters* de multipercurso. Apesar de a distribuição α - μ ter sido proposta com suas principais estatísticas de primeira e segunda ordens expressas por meio de equações simples e em forma fechada, até o presente momento, nenhum trabalho foi publicado com investigações e comprovações práticas de suas aplicações, bem como comparações com os modelos tradicionalmente consagrados na literatura.

Com o objetivo de explorar tanto o desbalanceamento de potência entre as componentes em fase e em quadratura de cada *cluster* das ondas de multipercurso como a correlação entre as mesmas, a distribuição η - μ , que inclui Rayleigh, Hoyt e Nakagami- m como casos especiais, foi proposta em [15] em dois formatos, correspondendo assim a dois modelos físicos. No formato 1, as componentes em fase e em quadratura do sinal de cada um dos *clusters* são independentes, porém possuem potências

distintas. No formato 2, as componentes em fase e em quadratura do sinal de cada um dos *clusters* são correlacionadas, porém com potências idênticas. O modelo de desvanecimento para a distribuição κ - μ , também proposto em [15], considera que os *clusters* de multipercurso são constituídos por ondas espalhadas com potências idênticas. Dentro de cada um destes *clusters*, há também uma componente dominante com uma potência arbitrária. Sendo assim, a distribuição κ - μ , que tem como casos particulares Rayleigh, Rice e Nakagami- m , foi proposta com o intuito de modelar sinais propagando em ambientes com linha de visada.

Estruturas funcionais semelhantes às duas distribuições estatísticas, η - μ e κ - μ , foram investigadas de forma pioneira nos artigos clássicos de Nakagami [8, 22], no entanto, novamente sem ligação alguma com modelos físicos de desvanecimento e apenas relacionadas a um problema puramente matemático. As distribuições η - μ e κ - μ [15], por outro lado, tem como base um modelo físico, em que seus parâmetros estão diretamente associados com as propriedades físicas do meio de propagação. O parâmetro η , $\eta > 0$ no formato 1, é a razão de potências ou, $-1 < \eta < 1$ no formato 2, a correlação entre as componentes em fase e em quadratura de cada *cluster* de multipercurso. O parâmetro $\kappa > 0$, por sua vez, é definido como a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das ondas espalhadas. Por fim, ambas as distribuições, consideram a existência do fenômeno de *clusters* de multipercurso, descrito pelo parâmetro $\mu > 0$.

Apesar de generalizados, os canais descritos são casos particulares de ambientes ainda mais complexos de desvanecimento. Por terem sido propostas recentemente, existem poucos estudos na literatura tratando de tais distribuições, embora elas têm despertado interesse da comunidade [23–29]. Desta forma, uma melhor caracterização estatística destas distribuições, incluindo investigações práticas com medições de campo nos ambientes aos quais elas se aplicam, faz-se necessária.

1.3 Estatísticas do Canal Rádio-Móvel

Dentre as estatísticas de primeira ordem, o valor médio, a variância, a função densidade de probabilidade (PDF, do inglês *probability density function*) e a função de distribuição cumulativa (CDF, do inglês *cumulative distribution function*) podem ser citadas como exemplos [30].

Dentre as estatísticas de ordem superior, há aquelas relacionadas a derivadas temporais, a autocorrelação e a autocovariância. A função de autocorrelação reflete o grau de similaridade entre instâncias temporais distintas de um processo aleatório. Por isso, é amplamente utilizada como caracterização primária de segunda ordem nas etapas de modelagem, análise e simulação de canais de desvanecimento. Analogamente, o espectro de potência, obtido como a transformada de Fourier da função de autocorrelação, mapeia a correlação temporal do canal no domínio da frequência. Em particular, para o estudo de canais de desvanecimento, o espectro de potência fornece a intensidade do sinal em

função do deslocamento Doppler [31,32]. A função de correlação cruzada, por sua vez, reflete o grau de similaridade entre instâncias temporais distintas de processos aleatórios também distintos.

A função de autocorrelação da envoltória mostra-se útil na descrição das variações espaciais e temporais do canal rádio-móvel. A partir dela pode-se obter de forma direta ou indireta diversos parâmetros importantes, tais como a largura de banda de coerência, tempo médio de desvanecimento, tempo/distância de coerência, taxa de cruzamento de nível e duração média de desvanecimento, entre outros. Além disso, com o conhecimento desses parâmetros pode-se, por exemplo, determinar o comprimento de um *interleaver*, escolher um código corretor de erros apropriado, etc.

O espectro de potência é uma métrica importante e significativa para avaliar a qualidade de canais de comunicação sem fio. Ele pode ser usado na prática (i) para calcular as probabilidades de erro de bit de receptores de filtro casados FSK incoerente e DPSK, (ii) como critério para alinhar as antenas do transmissor e receptor em um canal de desvanecimento, (iii) para estimar a direção de movimento da estação móvel, para (iv) a modulação adaptativa, (v) codificação, (vi) *interleaving*, e (vii) algoritmos de controle de rede, como *handoff* e alocação de canais em sistemas celulares [31–45].

A taxa de cruzamento de nível (LCR, do inglês *level crossing rate*) e a duração média de desvanecimento (AFD, do inglês *average fade duration*), por suas vezes, são outras importantes métricas que avaliam o desempenho dinâmico de sistemas, sendo aplicadas em algoritmos de *handoff*, códigos corretores de erros, cálculo de comprimento de pacotes, etc. Por esta razão, tais métricas têm sido amplamente investigadas na literatura para canais de desvanecimento mais conhecidos [5, 46–48].

1.4 Proposta de trabalho

A proposta desta tese de doutorado é obter, investigar e analisar com dados práticos a distribuição conjunta da envoltória e da fase para canais generalizados de desvanecimento κ - μ , além de validar de forma ampla a distribuição de desvanecimento α - μ através de medições de campo. Uma parte significativa da literatura tem trabalhado com modelos limitados à envoltória do sinal rádio-móvel. Estudos que reportam à investigação de estatísticas de fase representam, de fato, uma pequena parcela dos trabalhos publicados. Com isso, o conhecimento dos efeitos danosos que a fase do sinal sofre e/ou representa ainda carece de avanços significativos. Outra lacuna existente é a investigação e validação experimental do modelo de canal α - μ . Quando tal distribuição foi proposta em [16], nenhum dado experimental foi publicado e este modelo até o presente momento ainda necessita de comprovações e aplicações práticas. Sendo assim, esta tese visa colaborar com o preenchimento destas lacunas e contribuir para a melhoria de técnicas de planejamento dos sistemas de comunicações sem fio.

Visando as validações e investigações, um sistema de medição de campo é utilizado e configurado especialmente para este fim. Várias campanhas de medições são realizadas em ambientes isotrópicos

e anisotrópicos e em diversos tipos de cenários, tais como interiores e exteriores de edificações, ruas arborizadas ou não, com tráfego ausente, ameno e intenso, e com e sem a presença de pessoas. Após a coleta em campo, os dados são processados e os resultados são analisados.

As principais contribuições deste trabalho são:

- Propor um modelo teórico para uma distribuição conjunta fase-envoltória para o ambiente κ - μ ;
- Validar, com medições práticas, a distribuição de fase κ - μ proposta;
- Validar de forma ampla a distribuição generalizada de desvanecimento α - μ através das estatísticas CDF, LCR, correlação-cruzada, autocorrelação e espectro de potência;
- Apresentar as técnicas de medição de campo multiportadora;
- Realizar campanhas de medições de campo em ambientes *indoor* e *outdoor*, com espalhamentos isotrópicos e anisotrópicos;
- Descrever os ambientes em que esses modelos de desvanecimento se ajustam melhor.

1.5 Estrutura da Tese

A tese está estruturada da seguinte forma:

- **Capítulo 2** - Obtenção da distribuição conjunta da envoltória e da fase para canais de desvanecimento κ - μ . A estatística de fase é investigada na teoria e na prática através de dados experimentais coletados por meio do sistema de medição *on-body*. Este capítulo representa uma importante contribuição para a modelagem de canal de sistemas de comunicações sem fio, pois esta é a primeira vez em que estatísticas de fase para o respectivo ambiente de propagação são confrontadas com dados experimentais e validadas na prática. Desta forma, o projetista passa a contar com o conhecimento conjunto da fase e da envoltória do sinal rádio-móvel em ambientes reais.
- **Capítulo 3** - Apresentação e descrição do sistema de medição multiportadora, composto por um transmissor fixo e um receptor móvel. Este sistema permite boa versatilidade e foi configurado especialmente para investigar as propriedades estatísticas de primeira e segunda ordens para canais em desvanecimento. O conjunto transmissor-receptor foi construído de forma a propiciar a realização de medidas em banda estreita controladas de forma temporal e espacial, em ambientes isotrópicos e anisotrópicos, e em cenários externos e internos.

- **Capítulo 4** - Medidas de campo são apresentadas e analisadas. A técnica de medição também é descrita. Os resultados validam as expressões teóricas obtidas para a distribuição estatística α - μ . O desempenho de tal modelo generalizado é investigado segundo as características de cada ambiente e cenário medido. Comparações são realizadas com os modelos tradicionais da literatura – Weibull e Nakagami- m – e um excelente ajuste é encontrado para os canais α - μ .
- **Capítulo 5** - Considerações finais e sugestões para trabalhos futuros.
- **Apêndice A** - Apresenta a solução de um problema de probabilidade muito geral utilizado para encontrar a PDF das componentes em fase e em quadratura do sinal complexo κ - μ , qual seja, dada a distribuição de $|X|$ determinar a distribuição de X .
- **Apêndice B** - Fornece as especificações técnicas dos componentes utilizados na montagem do equipamento de aquisição de dados, além de fotos do sistema montado.
- **Apêndice C** - Apresenta o código-fonte do programa de computador que é utilizado na etapa de pós-processamento dos sinais medidos. O mesmo é capaz de calcular a média móvel (*moving average*) e filtrar os desvanecimentos lento e rápido.

Capítulo 2

Distribuição Conjunta da Envoltória e da Fase para Canais de Desvanecimento κ - μ

Em comunicações sem fio, a envoltória e a fase do sinal variam de maneira aleatória devido ao fenômeno do multipercurso. É fato que um bom conhecimento dos fenômenos que afetam o canal de propagação e dos parâmetros do sinal propagado têm um impacto direto na qualidade e na confiabilidade do projeto de um sistema de comunicações. Conseqüentemente, uma boa caracterização estatísticas da envoltória e da fase torna a análise de qualquer técnica de comunicação bem mais precisa.

As distribuições da envoltória e da fase são úteis no estudo de uma variedade de assuntos em sistemas de comunicações, tais como modelagem de sistemas de radar, detecção de sinal, dentre outros [49–55]. Mais especificamente, a PDF da fase tem aplicações, por exemplo, nas estimções de probabilidades de erro para sinais M-ários sobre canais com desvanecimento usando diversidades [56] e na detecção de sinais PSK M-ários [57]. Em algumas situações, a distribuição conjunta da envoltória e da fase pode ser usada, por exemplo, para facilitar a determinação de estatísticas de segunda ordem em cenários de diversidades multirramos [47]. Considerando sistemas de comunicações coerentes, o desempenho é fortemente influenciado pela estimação da fase da portadora. No entanto, ao invés de se utilizar a distribuição exata da fase, pode-se fazer uso da distribuição da diferença entre a fase verdadeira e a estimada. Essa abordagem foi usada, por exemplo, em [58–60], para aplicações nos modelos de Rice e Nakagami- m , nos casos em que as PDFs da diferença da fase foram arbitrariamente tomadas como sendo Gaussiana ou Von Mises (ou Tikhonov [61]). Uma distribuição de diferença de fase para o caso Nakagami- m foi obtida em [51], onde as fases do sinal Nakagami- m foram também arbitrariamente consideradas como uniformes.

Em contraste com os modelos tradicionais de desvanecimento, tais como Rice, Rayleigh e Hoyt, em que a obtenção da função densidade de probabilidade da envoltória produziu, como um passo

intermediário, a correspondente PDF conjunta da envoltória e da fase, para a distribuição κ - μ (ou η - μ), assim como para a Nakagami- m , nenhuma informação para o sinal da fase foi provida. Relativamente ao caso de Rice, a distribuição da fase do sinal foi obtida originalmente em [62]. Em [63], uma distribuição conjunta em forma fechada para a envoltória e fase Nakagami- m foi proposta. A PDF da fase correspondente foi então obtida em forma fechada e uma compatibilidade com as PDFs ou aproximações compreendidas pela distribuição Nakagami- m foi alcançada.

O objetivo deste capítulo é obter a PDF conjunta da envoltória e da fase da distribuição κ - μ , de maneira exata e em forma fechada. É certamente desejável que a compatibilidade com as PDFs compreendidas pela distribuição κ - μ sejam contempladas. Neste caso, a PDF conjunta da envoltória e da fase de Rice, bem como a de Nakagami- m devem aparecer como casos especiais da PDF da distribuição κ - μ . Simulações dos canais κ - μ são utilizadas, cujos resultados são comparados com aqueles das formulações teóricas. Além disso, dados experimentais coletados através de medições *on-body* investigam e validam na prática o modelo de fase κ - μ . Finalmente, como consequência da obtenção da PDF, uma solução possível para um problema bem geral de probabilidade e estatística é proposto, qual seja, dada a PDF do módulo de uma variável, encontrar a PDF da variável (sem o módulo). Da mesma forma, várias novas identidades para a função Bessel modificada são encontradas.

2.1 O Modelo de Desvanecimento κ - μ

A distribuição κ - μ é uma distribuição generalizada de desvanecimento que inclui como casos especiais outras distribuições importantes, tais como Rice (Nakagami- n) e Nakagami- m [15]. Consequentemente, os modelos Rayleigh e Semi-Gaussiana positiva também constituem como seus casos particulares. A distribuição κ - μ pode ser usada para representar variações em pequena escala de sinais com desvanecimento sob condições de linha de visada [15]. Como seu nome implica, ela é escrita em termos de dois parâmetros físicos, chamados κ e μ . O parâmetro $\kappa > 0$ indica a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das ondas espalhadas, enquanto que o parâmetro μ indica o número de *clusters* de multipercurso.

Para um sinal de desvanecimento κ - μ com envoltória R e uma envoltória normalizada $P = 2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}R/\hat{r}$, com $\hat{r} = \sqrt{E(R^2)}$, em que $E(\cdot)$ significa o operador esperança, a PDF κ - μ da envoltória normalizada, $f_P(\rho)$, é escrita como [15]

$$f_P(\rho) = \frac{\rho^\mu \exp(-\rho^2/4\kappa\mu) I_{\mu-1}(\rho)}{(2\kappa\mu)^\mu \exp(\mu\kappa)} \quad (2.1)$$

em que $\mu = E^2(R^2)(1+2\kappa)/Var(R^2)(1+\kappa)^2$, $I_\nu(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν [64, Eq. 9.6.20], e $Var(\cdot)$ denota o operador variância. Note que (2.1) não é a PDF

original da envoltória normalizada κ - μ como dada em [15]. Especificamente, aqui ela é dada com uma normalização diferente, usada somente com o objetivo de melhor compactação da fórmula, uma vez que o foco principal deste trabalho é a fase.

2.2 A Distribuição Conjunta da Envoltória e da Fase κ - μ

Sejam R e Θ variáveis aleatórias representando, respectivamente, a envoltória e a fase do sinal κ - μ , com P sendo a envoltória normalizada. Seja $S = R \exp(j\Theta)$ o sinal complexo da distribuição κ - μ tal que

$$S = X + jY. \quad (2.2)$$

Sabe-se que, $R^2 = X^2 + Y^2$, $\Theta = \arg(X + jY)$, $X = R \cos \Theta$, e $Y = R \sin \Theta$. De acordo com a definição do sinal κ - μ [15]

$$R^2 = \sum_{i=1}^{\mu} (X_i + p_i)^2 + \sum_{i=1}^{\mu} (Y_i + q_i)^2, \quad (2.3)$$

em que X_i e Y_i são processos Gaussianos mutuamente independentes; $E(X_i) = E(Y_i) = 0$; $E(X_i^2) = E(Y_i^2) = \sigma^2$; p_i e q_i são respectivamente os valores médios das componentes em fase e em quadratura dos *clusters* de ondas de multipercursos i ; com μ inicialmente assumindo valores inteiros. Como estabelecido em [15], $p^2 = \sum_{i=1}^{\mu} p_i^2$ e $q^2 = \sum_{i=1}^{\mu} q_i^2$, e

$$\kappa = \frac{p^2 + q^2}{2\mu\sigma^2}. \quad (2.4)$$

Consequentemente,

$$\sigma^2 = \frac{\hat{r}^2}{2\mu(1 + \kappa)}. \quad (2.5)$$

Definindo $\phi = \arg(p + jq)$ como um parâmetro de fase, então

$$p = \sqrt{\frac{\kappa}{1 + \kappa}} \hat{r} \cos(\phi), \quad (2.6)$$

$$q = \sqrt{\frac{\kappa}{1 + \kappa}} \hat{r} \sin(\phi). \quad (2.7)$$

Seja $Z^2 = \sum_{i=1}^{\mu} Z_i^2$, onde $Z = X$ ou $Z = Y$ e $Z_i = X_i + p_i$ ou $Z_i = Y_i + q_i$, tal como requerido. A partir da definição dada, $E(Z_i) = \lambda_i$, $E(Z_i^2) = \lambda^2$, $\lambda_i = p_i$ ou $\lambda_i = q_i$. Agora, o objetivo é obter a distribuição de Z . Como um passo intermediário, encontramos a PDF $f_W(w)$ de $W = Z^2$, que segue

uma distribuição chi-quadrada não central com μ graus de liberdade, isto é,

$$f_W(w) = \frac{1}{2\sigma^2} \left(\frac{w}{|\lambda|^2} \right)^{\frac{\mu-2}{4}} \exp\left(-\frac{w+\lambda^2}{2\sigma^2}\right) I_{\frac{\mu}{2}-1} \left(\frac{\sqrt{w}|\lambda|}{\sigma^2} \right), \quad (2.8)$$

em que $\lambda^2 = \sum_{i=1}^{\mu} \lambda_i^2$. A variável Z pode ser escrita como $Z = \text{sgn}(Z) \times |Z|$, onde $\text{sgn}(\cdot)$ denota a função sinal. Note que $|Z| = \sqrt{W}$. Consequentemente,

$$f_{|Z|}(z) = \frac{z^{\frac{\mu}{2}}}{\sigma^2 |\lambda|^{\frac{\mu}{2}-1}} \exp\left(-\frac{z^2 + \lambda^2}{2\sigma^2}\right) I_{\frac{\mu}{2}-1} \left(\frac{|\lambda|z}{\sigma^2} \right), \quad (2.9)$$

$z \geq 0$. Dada $f_{|Z|}(z)$, o objetivo é achar $f_Z(z)$, $-\infty < z < \infty$. Este fato caracteriza um problema muito geral de probabilidade. No Apêndice A, uma solução possível e original é proposta para a situação geral, que aqui é particularizada para o caso de encontrar a PDF das componentes em fase e em quadratura do sinal complexo κ - μ . Certamente, um número infinito de soluções pode ser encontrado. É conveniente, no entanto, achar uma que leve à PDF conjunta cujos casos particulares são aqueles dos casos compreendidos pela PDF da envoltória κ - μ , ou seja, Rice e Nakagami- m . As PDFs das envoltórias de Rice e Nakagami- m são obtidas a partir da distribuição κ - μ , respectivamente, para $\mu = 1$ e $\kappa \rightarrow 0$. Correspondentemente, as PDFs das componentes em quadratura do sinal complexo κ - μ devem reduzir-se à PDF Gaussiana para $\mu = 1$, com no mínimo uma delas tendo média não-nula, e ambas com o mesmo desvio padrão. Da mesma forma, ambas as PDFs das componentes em quadratura do sinal complexo κ - μ devem ser uma PDF Gaussiana de média nula com o mesmo desvio padrão quando $\kappa \rightarrow 0$. Estas são, portanto, as condições de contorno. Na sequência, usa-se o resultado geral do Apêndice A. Seja

$$f_Z(z) = f_{|Z|}(|z|) \frac{f_Z(z)|_{\mu=1}}{f_{|Z|}(|z|)|_{\mu=1}}, \quad (2.10)$$

$-\infty < z < \infty$, a solução desejada. A fim de satisfazerem-se as condições de contorno exigidas,

$$f_Z(z)|_{\mu=1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(z-\lambda)^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.11)$$

isto é, a PDF em fase ou em quadratura torna-se igual à do caso de Rice para $\mu = 1$. Nota-se que ela também reduz-se ao caso de Nakagami- m quando $\lambda = 0$ para qualquer μ . Agora, substituindo-se

adequadamente (2.9) e (2.11) em (2.10) e realizando os cálculos e simplificações necessários, então,

$$f_Z(z) = \frac{|z|^{\frac{\mu}{2}} \exp\left(-\frac{(z-\lambda)^2}{2\sigma^2}\right) I_{\frac{\mu}{2}-1}\left(\frac{|\lambda z|}{\sigma^2}\right)}{2\sigma^2 |\lambda|^{\frac{\mu}{2}-1} \cosh\left(\frac{\lambda z}{\sigma^2}\right)}, \quad (2.12)$$

que é a PDF em fase ($Z = X$, $\lambda = p$) ou em quadratura ($Z = Y$, $\lambda = q$) da distribuição κ - μ . Considerando-se que X e Y são variáveis independentes, a PDF conjunta $f_{X,Y}(x, y)$ de X e Y é $f_{X,Y}(x, y) = f_X(x) \times f_Y(y)$. Daqui resulta que

$$f_{X,Y}(x, y) = \frac{|xy|^{\frac{\mu}{2}} \exp\left(-\frac{(x-p)^2+(y-q)^2}{2\sigma^2}\right) I_{\frac{\mu}{2}-1}\left(\frac{|px|}{\sigma^2}\right) I_{\frac{\mu}{2}-1}\left(\frac{|qy|}{\sigma^2}\right)}{4\sigma^4 |pq|^{\frac{\mu}{2}-1} \cosh\left(\frac{px}{\sigma^2}\right) \cosh\left(\frac{qy}{\sigma^2}\right)}. \quad (2.13)$$

Usando o procedimento estatístico padrão de transformação de variáveis, tal que $X = R \cos \Theta$ e $Y = R \sin \Theta$, tem-se que $f_{R,\Theta}(r, \theta) = |J| f_{X,Y}(x, y)$, onde $|J| = r$ é o Jacobiano da transformação. Substituindo-se (2.5), (2.6) e (2.7) em (2.13), e expressando-se x e y em termos de r e θ , a PDF conjunta resultante $f_{P,\Theta}(\rho, \theta)$, com a dada envoltória normalizada, é obtida

$$f_{P,\Theta}(\rho, \theta) = \frac{\rho^{\mu+1} |\sin(2\theta)|^{\frac{\mu}{2}} \exp(-\rho^2/4\kappa\mu + \rho \cos(\theta - \phi)) I_{\frac{\mu}{2}-1}(\rho |\cos \theta \cos \phi|) I_{\frac{\mu}{2}-1}(\rho |\sin \theta \sin \phi|)}{8(2\kappa\mu)^\mu |\sin(2\phi)|^{\frac{\mu}{2}-1} \cosh(\rho \cos \theta \cos \phi) \cosh(\rho \sin \theta \sin \phi) \exp(\kappa\mu)}. \quad (2.14)$$

Nota-se que, em (2.14), existe uma indeterminação para $\phi = \pm n\pi$, assim como para $\phi = \pm \frac{(2n+1)\pi}{2}$, $n \in \mathbb{N}$. Para pequenos argumentos da função de Bessel modificada é válida a relação $I_{\nu-1}(z) \approx (z/2)^{\nu-1}/\Gamma(\nu)$ [64, Equação 9.6.7]. Usando esta relação na expressão (2.14), para ambos os casos como apropriado, e após algumas manipulações algébricas, as PDFs conjuntas correspondentes são dadas por

$$f_{P,\Theta}(\rho, \theta)|_{\phi=\pm n\pi} = \frac{\rho^{\frac{3\mu}{2}} |\sin(\theta)|^{\mu-1} |\cos(\theta)|^{\frac{\mu}{2}} \exp(-\rho^2/4\kappa\mu + \rho \cos(\theta) \cos(\phi)) I_{\frac{\mu}{2}-1}(\rho |\cos \theta|)}{2(\sqrt{8\kappa\mu})^\mu \Gamma(\mu/2) \cosh(\rho \cos \theta) \exp(\kappa\mu)}, \quad (2.15)$$

$$f_{P,\Theta}(\rho, \theta)|_{\phi=\pm \frac{(2n+1)\pi}{2}} = \frac{\rho^{\frac{3\mu}{2}} |\cos(\theta)|^{\mu-1} |\sin(\theta)|^{\frac{\mu}{2}} \exp(-\rho^2/4\kappa\mu + \rho \sin(\theta) \sin(\phi)) I_{\frac{\mu}{2}-1}(\rho |\sin \theta|)}{2(\sqrt{8\kappa\mu})^\mu \Gamma(\mu/2) \cosh(\rho \sin \theta) \exp(\kappa\mu)}. \quad (2.16)$$

O mesmo resultado de (2.15) e (2.16) pode ser obtido considerando-se uma das PDFs em quadratura como em [63, Equação 11], que é equivalente a (2.12) para $\lambda \rightarrow 0$. Embora calculada com valores inteiros de μ , não há restrições matemáticas para essas expressões serem usadas para qualquer valor de $\mu > 0$. Agora, integrando-se a PDF conjunta da fase e da envoltória em relação a ρ , é possível obter-se a PDF da fase $f_\Theta(\theta)$, infelizmente não em forma fechada. Da mesma forma, integrando-se a PDF

conjunta em relação a θ , pela construção, é obtida a PDF da envoltória $f_R(r)$ [15]. Alternativamente, integrando-se (2.14), ou (2.15), ou (2.16), em relação a θ , (2.1) é encontrada. Indo além e de forma apropriada, fazendo-se a integração em (2.14), (2.15), e em (2.16) em relação a θ , e comparando-se essas integrais com a PDF normalizada em (2.1), três identidades de integral são encontradas para a função de Bessel modificada, quais sejam

$$I_{\mu-1}(x) = \frac{x}{8 |\sin(2\phi)|^{\frac{\mu}{2}-1}} \int_0^{2\pi} \frac{|\sin(2\theta)|^{\frac{\mu}{2}} \exp(x \cos(\theta - \phi)) I_{\frac{\mu}{2}-1}(x |\cos \theta \cos \phi|) I_{\frac{\mu}{2}-1}(x |\sin \theta \sin \phi|)}{\cosh(x \cos \theta \cos \phi) \cosh(x \sin \theta \sin \phi)} d\theta, \quad (2.17)$$

$$I_{\mu-1}(x) = \frac{x^{\frac{\mu}{2}}}{2^{\frac{\mu}{2}+1} \Gamma(\mu/2)} \int_0^{2\pi} \frac{|\sin \theta|^{\mu-1} |\cos \theta|^{\frac{\mu}{2}} \exp(\pm x \cos \theta) I_{\frac{\mu}{2}-1}(x |\cos \theta|)}{\cosh(x \cos \theta)} d\theta, \quad (2.18)$$

$$I_{\mu-1}(x) = \frac{x^{\frac{\mu}{2}}}{2^{\frac{\mu}{2}+1} \Gamma(\mu/2)} \int_0^{2\pi} \frac{|\cos \theta|^{\mu-1} |\sin \theta|^{\frac{\mu}{2}} \exp(\pm x \sin \theta) I_{\frac{\mu}{2}-1}(x |\sin \theta|)}{\cosh(x \sin \theta)} d\theta. \quad (2.19)$$

2.3 Discussões e Resultados Numéricos

Efetuando-se a desnormalização de qualquer uma das Equações (2.14), (2.15), ou (2.16), e fixando-se $\mu = 1$, temos

$$f_{R,\Theta}(r, \theta) = \frac{r(1 + \kappa)}{\pi \hat{r}^2 \exp(\kappa)} \exp \left[-(1 + \kappa) \left(\frac{r}{\hat{r}} \right)^2 + \frac{2r}{\hat{r}} \sqrt{\kappa(1 + \kappa)} \cos(\theta - \phi) \right], \quad (2.20)$$

que é a PDF conjunta exata da envoltória e da fase do modelo de Rice [62]. Da mesma maneira, fazendo-se $\kappa \rightarrow 0$ em qualquer uma das equações desnormalizadas e usando-se a mesma relação de Bessel para pequenos argumentos, tem-se

$$f_{R,\Theta}(r, \theta) = \frac{\mu^\mu |\sin 2\theta|^{\mu-1} r^{2\mu-1}}{2^{\mu-1} \Gamma^2(\mu/2) \hat{r}^{2\mu}} \exp \left[-\mu \left(\frac{r}{\hat{r}} \right)^2 \right], \quad (2.21)$$

que é a PDF conjunta exata da envoltória e da fase do modelo de Nakagami- m [63].

Nesta seção são apresentadas algumas curvas teóricas e pontos de simulação da distribuição da fase κ - μ . A simulação do modelo proposto aqui não é o objetivo do presente trabalho. Na verdade, este é um assunto intrigante, vasto e complexo que merece uma investigação separada (vide, por exemplo, [65] para o caso da distribuição da fase de Nakagami- m). Aqui, observou-se empiricamente que, fazendo $Z = \text{sgn}(\sum_{i=1}^{\mu} Z_i) |\sum_{i=1}^{\mu} Z_i^2|$ para cada uma das componentes em quadratura do sinal

κ - μ , onde as Z_i são como definidos previamente, as estatísticas requeridas são encontradas. É importante notar que esta mesma abordagem foi utilizada em [66] para o caso do modelo de Nakagami- m , onde, Z_i são variáveis Gaussianas de média nula. Note que tal abordagem usada aqui reduz de maneira exata aos casos especiais compreendidos pelo sinal κ - μ . A Fig. 2.1 mostra a PDF da fase para $\phi = \pi/4$, $\mu = 4$, e κ variando. Para $\kappa = 0$, a PDF resultante é a de Nakagami- m , como esperado. Conforme o valor de κ aumenta, as curvas afastam-se a partir de um formato de Nakagami- m até a forma de Rice, com o pico tendendo em direção ao centro $\phi = \pi/4$. A Fig. 2.2 esboça o mesmo tipo de curvas, mas para $\phi = \pi/6$. Observe como o pico muda em conformidade. A Fig. 2.3 ilustra a PDF da fase para $\phi = \pi/6$, $\kappa = 0.1$, e μ variando. Pode ser visto que para um valor bem pequeno de κ , a forma Nakagami- m da curva é distorcida. Aumentando o valor de μ , a forma de Rice é novamente observada nas curvas. Este comportamento da fase reproduz o caso da envoltória, como relatado em [15]. Mas, evidentemente, os efeitos não são exatamente os mesmos, conforme também afirmado em [15], para a envoltória. No caso da fase, como estudado aqui, ao passo que com o aumento de κ , para um dado μ , o pico tende a concentrar-se em ϕ ; para um dado κ o pico continua centrado no mesmo ponto, independentemente do valor de μ . A Fig. 2.4 mantém os mesmos parâmetros que os anteriores, porém com $\kappa = 3$. Note que a forma Nakagami- m é perdida rapidamente e as curvas tendem a centrar-se em $\phi = \pi/6$, como esperado. A Fig. 2.5 mostra as variações da PDF da fase para valores fixos de $\kappa = 10$, $\mu = 2$, and ϕ variando. O caso que $\phi = 0$ representa a condição em que a componente dominante em fase é nula, ao passo que a componente em quadratura não o é ($\kappa \neq 0$). Além disso, o número de *clusters* de multipercurso é diferente de um. Isto significa que o sinal em fase tem uma característica da forma Nakagami- m , enquanto que o em quadratura tem da forma Rice, que combinados levam à forma vista nessa figura. Conforme ϕ afasta-se de zero, e os outros parâmetros são mantidos invariantes, um balanceamento de potência entre os dois sinais em quadratura vai ocorrendo até ele ser totalmente alcançado em $\phi = \pi/4$. Novamente, conforme ϕ afasta-se de $\pi/4$, ocorre um desequilíbrio de potência até ele ser totalmente concluído em $\phi = \pi/2$, caso em que a potência da componente dominante em fase é nula, enquanto que a da em quadratura não é. Finalmente, a Fig. 2.6 mostra alguns exemplos em que são comparados pontos teóricos e simulados. Note uma excelente concordância entre eles. Outras situações foram comparadas e novamente excelentes concordâncias foram observadas.

2.4 Investigações e Validações Experimentais

Esta seção apresenta aplicações práticas da distribuição de fase do modelo κ - μ . Os dados foram coletados através de um sistema de medição de canais *on-body* em BANs (do inglês *body area networks*) [67] e um excelente ajuste foi observado para a estatística de fase em questão. A se-

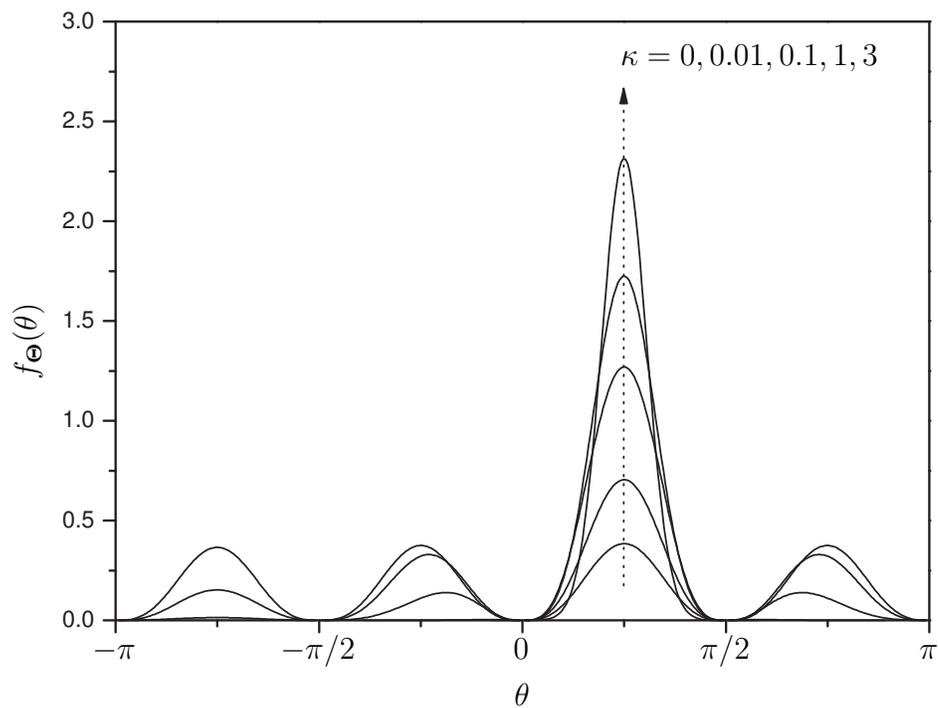


Fig. 2.1: PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\mu = 4$, $\phi = \pi/4$, e κ variando).

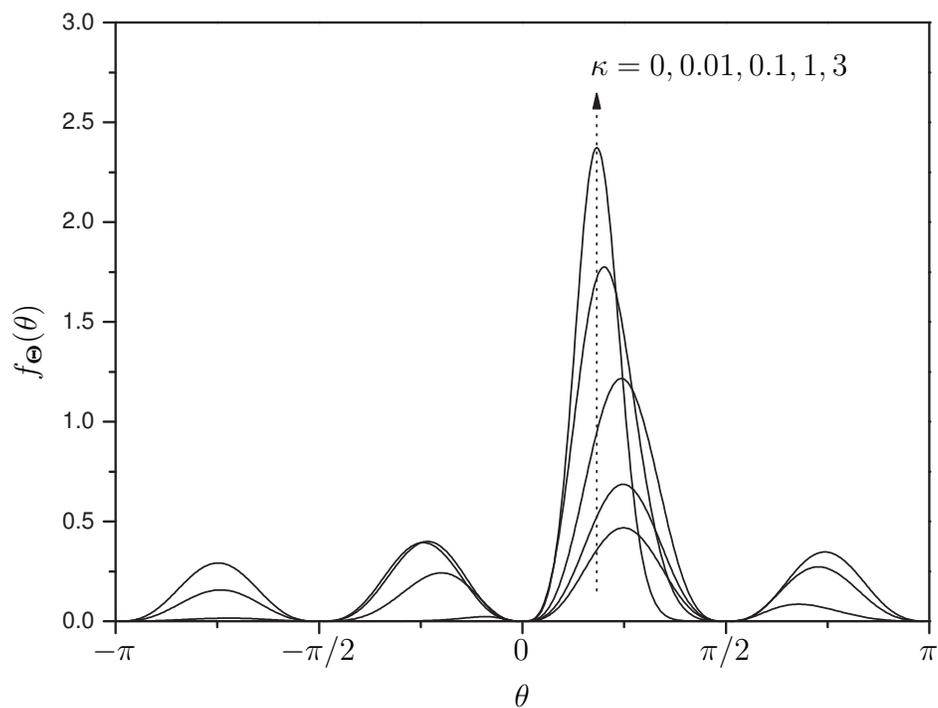


Fig. 2.2: PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\mu = 4$, $\phi = \pi/6$, e κ variando).

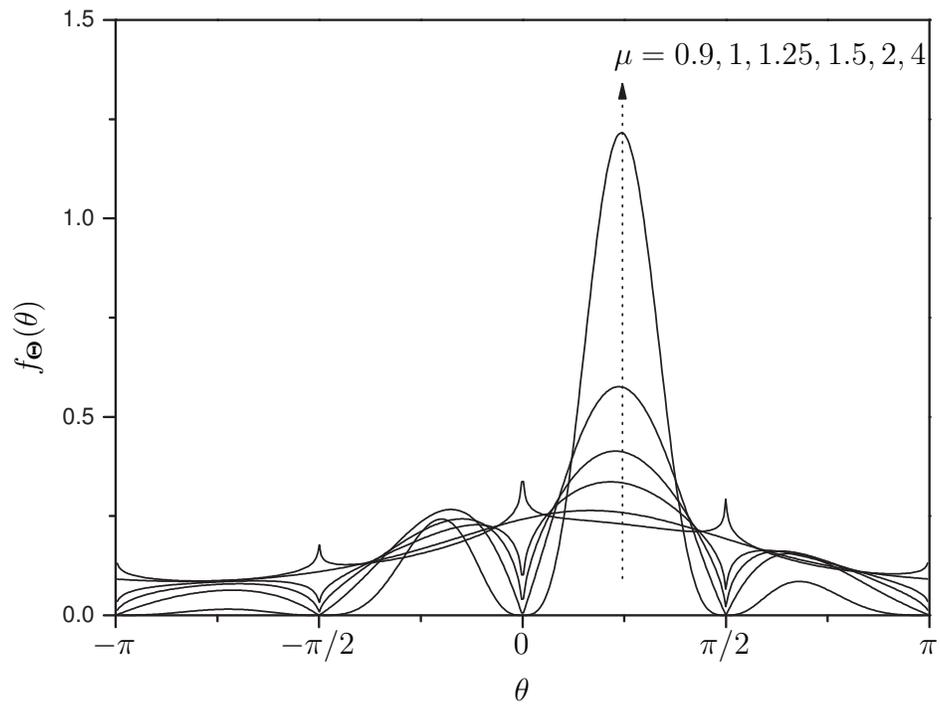


Fig. 2.3: PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 0.1$, $\phi = \pi/6$, e μ variando).

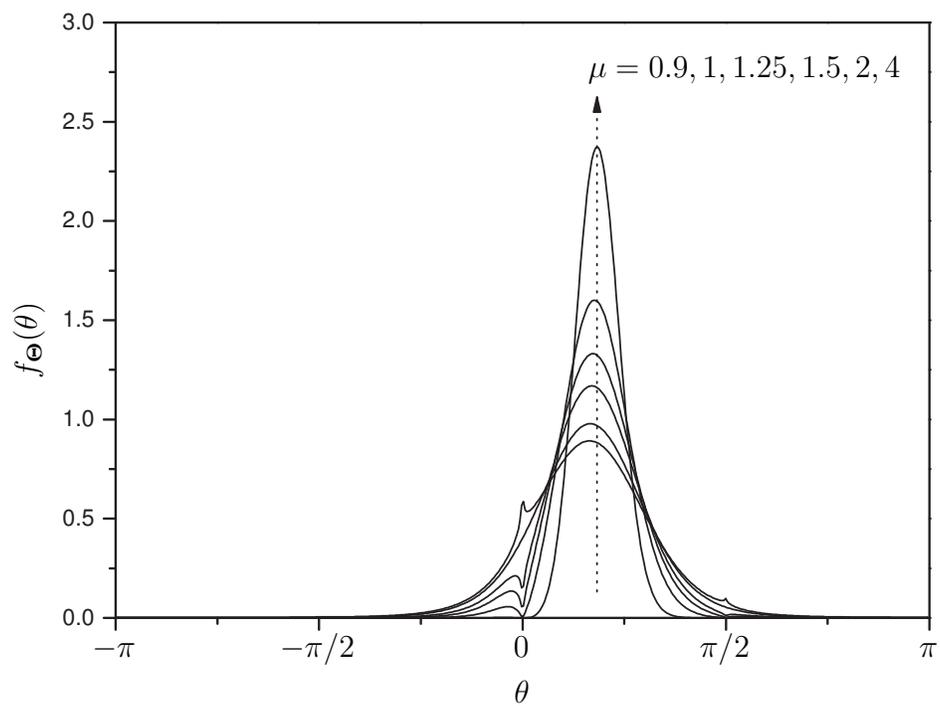


Fig. 2.4: PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 3$, $\phi = \pi/6$, e μ variando).

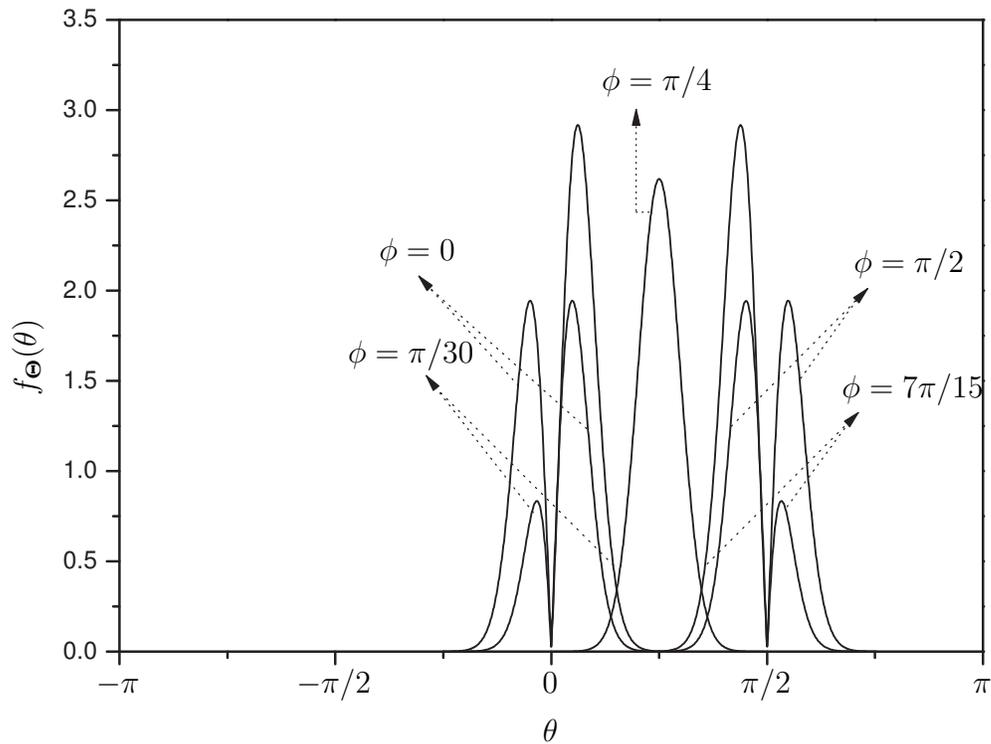


Fig. 2.5: PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ ($\kappa = 10$, $\mu = 2$, e ϕ variando).

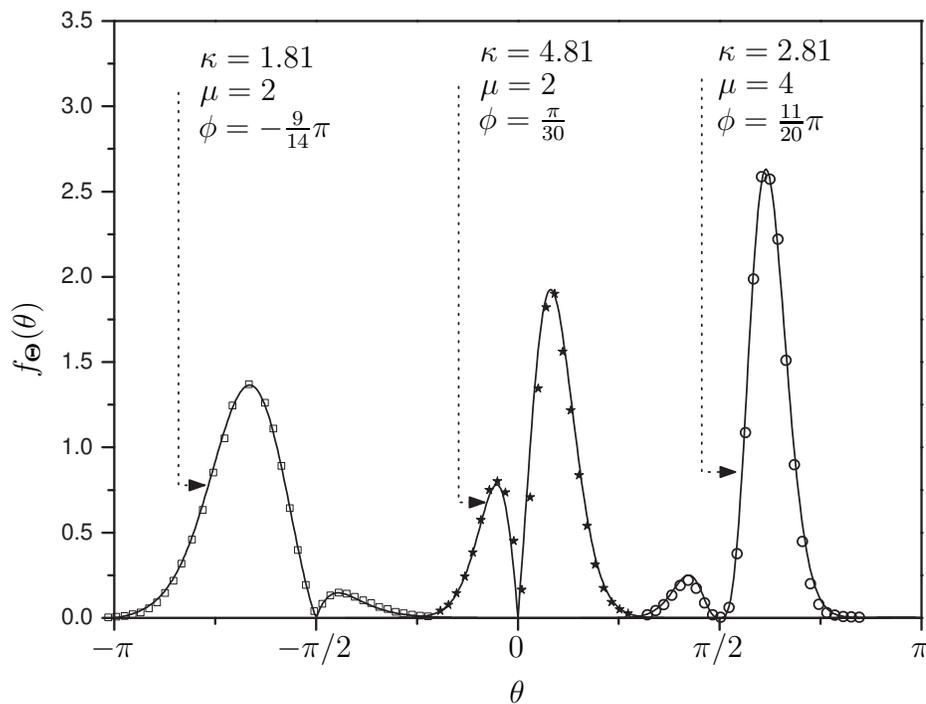


Fig. 2.6: PDF da fase do modelo de desvanecimento κ - μ . Comparação entre as curvas teóricas (linhas sólidas) e simulações Monte Carlo (quadrados, estrelas e bolas).

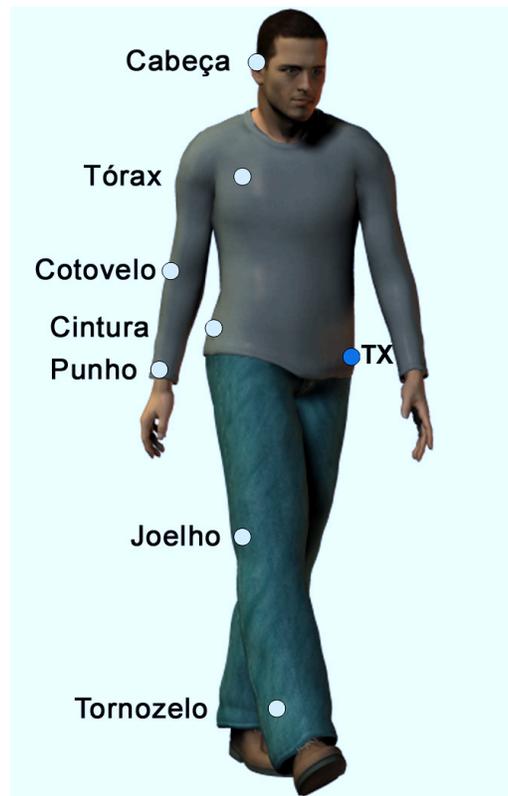


Fig. 2.7: Nós sem fio formando uma BAN no corpo humano.

guir, o sistema de medição e os respectivos resultados são apresentados. Os dados foram obtidos e gentilmente cedidos pelo Dr. Simon L. Cotton e pelo Professor William G. Scanlon do Institute of Electronics, Communications and Information Technology (ECIT), Queen's University, Belfast.

2.4.1 Configuração dos Experimentos

Dois ambientes distintos de medição foram escolhidos – câmara anecóica e câmara de reverberação. Estes ambientes são considerados apropriados e representativos das condições de incidência mínima (anecóica) e máxima (reverberação) do fenômeno de multipercurso a ser experimentado cotidianamente por usuários de BANs. Para facilitar um estudo isolado da variação do sinal de fase devido às movimentações do corpo, os agitadores mecânicos (*mechanical stirrers*) da câmara de reverberação foram desativados. Ainda, foram selecionados sete nós de receptores tipicamente representativos de uma BAN. Eles foram: cabeça, tórax, cintura, joelho, tornozelo, punho e cotovelo, todos situados no lado direito do corpo do usuário. O transmissor foi instalado no lado esquerdo da cintura do usuário para assegurar que todos os enlaces no corpo estavam sem linha de visada, conforme pode ser visto na Figura 2.7. As antenas compactas (5 mm de altura) utilizadas neste estudo foram do tipo

microfita planar de modo superior. O indivíduo testado foi um homem adulto de 1,82 m de altura e 90 kg de massa corporal. Nos experimentos, as antenas foram montadas de tal modo que o elemento planar radiante ficasse disposto paralelamente à superfície do corpo. As antenas foram conectadas ao analisador de rede vetorial (VNA, do inglês *vector network analyzer*), Rhode & Schwarz ZVB-8, através de cabos coaxiais de baixa perda. Para cada experimento, a antena transmissora de ganho 1.2 dBi foi conectada à porta 1 e a antena receptora à porta 2 do VNA ZVB-8. O VNA foi configurado para adquirir e armazenar medidas do S_{12} em 5 ms de intervalo durante 30 s. A saída RF da porta 1 foi regulada para o nível 0 dBm e frequência de operação 2.45 GHz. Em todas as medições, o indivíduo percorreu duas rotas conhecidas de caminhada em locais definidos nos dois tipos de ambientes. Foram coletadas em torno de 6000 amostras em cada ensaio e um total de 168000 amostras em todos os experimentos.

2.4.2 Resultados Experimentais

Os dados foram coletados, processados e confrontados com a teoria do modelo de fase da distribuição κ - μ [68], assim como da distribuição η - μ [69]. Embora proposta para canais sem linha de visada, a distribuição de fase η - μ foi consistentemente superada nestes experimentos pela distribuição κ - μ de acordo com o modelo de classificação avaliado, usando o critério de informação de Akaike [70]. Isto sugere que, embora sem a existência de linha de visada entre as antenas, as componentes dominantes do sinal estavam presentes, possivelmente formadas pela onda tangente [71] ou refletida e espalhada a partir da superfície do corpo. Curiosamente, a distribuição uniforme de fase não surgiu em experimento algum. Além disso, tornou-se evidente a partir dos resultados que o comportamento multimodal da fase, devido aos *clusters* de multipercurso, como previsto pelos modelos κ - μ e η - μ , sempre se manifestaram.

A Tabela 2.1 apresenta um resumo dos parâmetros estimados para a distribuição de fase κ - μ . Estes foram obtidos utilizando o método generalizado de estimação não-linear de mínimos quadrados, executado em MATLAB, para realizar a minimização de conjuntos de dados de 3000 amostras por enlace. Nas condições de baixa incidência de multipercurso da câmara anecóica, as antenas situadas próximas ao transmissor, isto é, no tórax e na cintura, experimentaram os valores mais altos de κ e, portanto, é de se esperar que suas distribuições de fase sejam influenciadas pelas componentes de fase mais fortes oriundas de cada um dos *clusters* que chegam ao receptor. Além disso, é também evidente a partir da Tabela 2.1, que para a maioria dos pontos onde as antenas estão localizadas, a magnitude do parâmetro κ é reduzida, em alguns casos consideravelmente (peito e cintura), quando o usuário move-se entre as câmaras anecóica e de reverberação. Isso fornece evidências sólidas de que quando uma BAN está prevista para operar em um ambiente com alta incidência de multipercurso, as contribuições do sinal que chega de um ponto externo ao corpo se tornam relevantes para a modelagem de canal e

Tab. 2.1: Parâmetros estimados para a distribuição de fase κ - μ .

Localização	Câmara Anecóica			Câmara de Reverberação		
	$\hat{\kappa}$	$\hat{\mu}$	$\hat{\phi}$	$\hat{\kappa}$	$\hat{\mu}$	$\hat{\phi}$
Tornozelo	0.44	0.96	-0.14	0.17	1.15	0.18
Tórax	10.87	0.77	-0.30	0.34	1.05	0.39
Cotovelo	0.34	1.08	0.37	0.58	1.04	0.04
Cabeça	0.44	1.17	0.47	0.22	1.17	-0.11
Joelho	1.21	1.03	0.35	0.60	1.30	0.13
Cintura	18.37	0.50	-0.82	0.34	1.05	-0.47
Punho	0.28	1.18	0.25	0.31	1.15	0.00

não podem ser desprezadas.

Nas figuras a seguir, optou-se pela clareza da informação ao esboçar os confrontos entre os dados teóricos e experimentais, mas somente com as melhores curvas da distribuição κ - μ . (Como observado anteriormente, o modelo η - μ foi consistentemente superado pelo modelo κ - μ .) Os resultados de algumas medições para os nós situados no tórax, na cabeça, no joelho e na cintura são apresentados nas Figuras 2.8, 2.9, 2.10 e 2.11, respectivamente. As concordâncias excelentes entre a PDF da fase κ - μ (teórica) e os dados medidos podem ser vistas para todos os enlaces em ambos ambientes. Observe como a PDF da fase κ - μ tende a acompanhar os diversos modos da PDF experimental. Uma característica importante destas figuras diz respeito ao formato da densidade da fase estimada. Sob as condições da câmara anecóica, o espalhamento da fase medida tendeu a aumentar com o afastamento entre o transmissor e as antenas receptoras. Isto sugere que as componentes que contribuem com o sinal podem se propagar ao longo de caminhos com comprimentos diferentes e, portanto, chegam cada vez mais de direções diferentes. Na câmara de reverberação, as contribuições dos espalhadores também chegaram de objetos interferentes na vizinhança e da estrutura metálica blindada. Nota-se que as densidades na condição de reverberação têm uma forma mais ampla (achatada) que aquelas da condição anecóica, embora estejam longe de ser uniforme, como considerado inicialmente em muitos modelos de canais de desvanecimento.

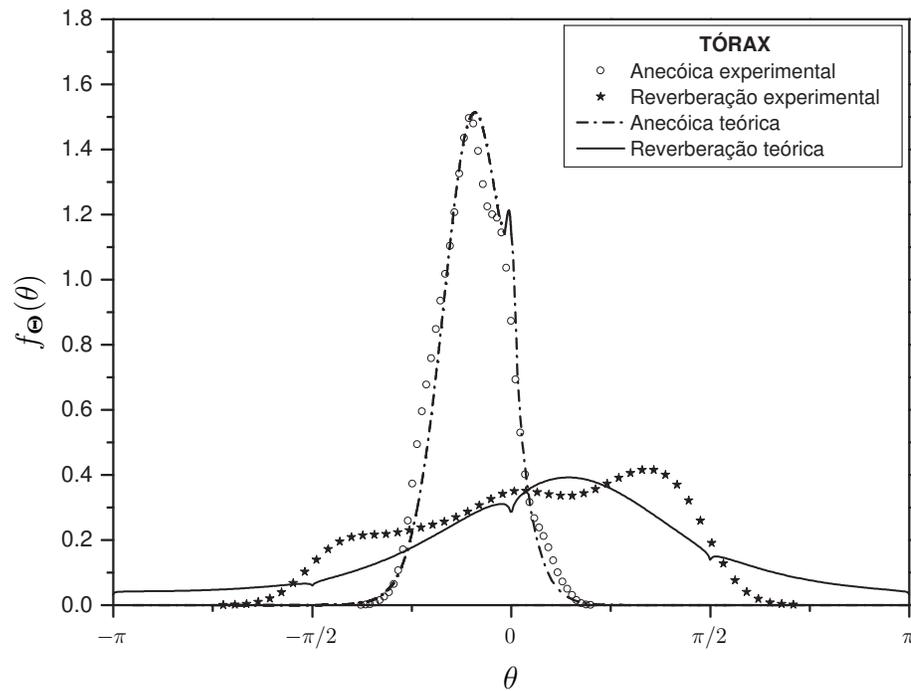


Fig. 2.8: PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas no tórax enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.

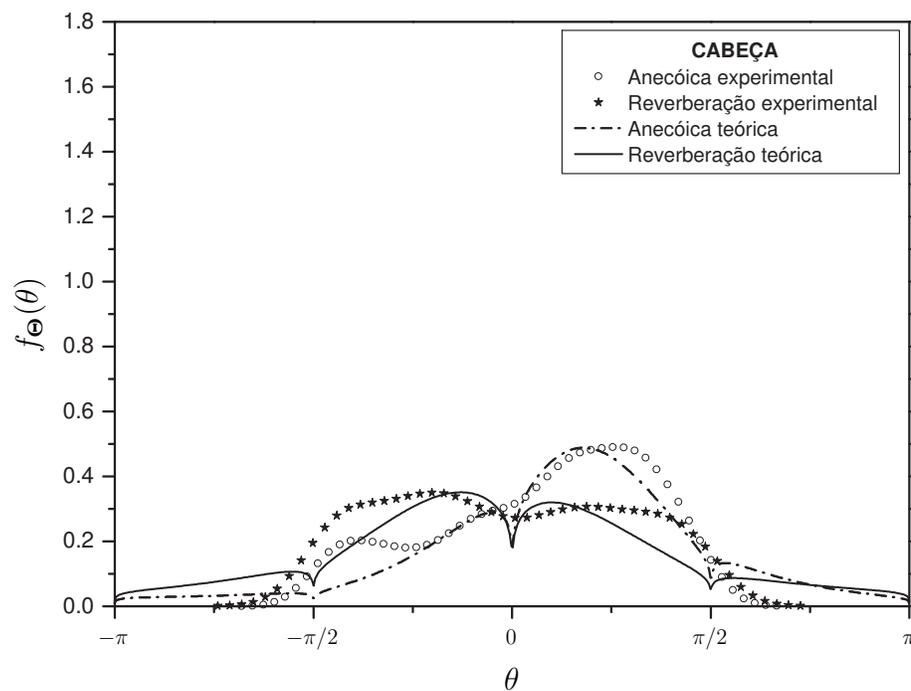


Fig. 2.9: PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas na cabeça enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.

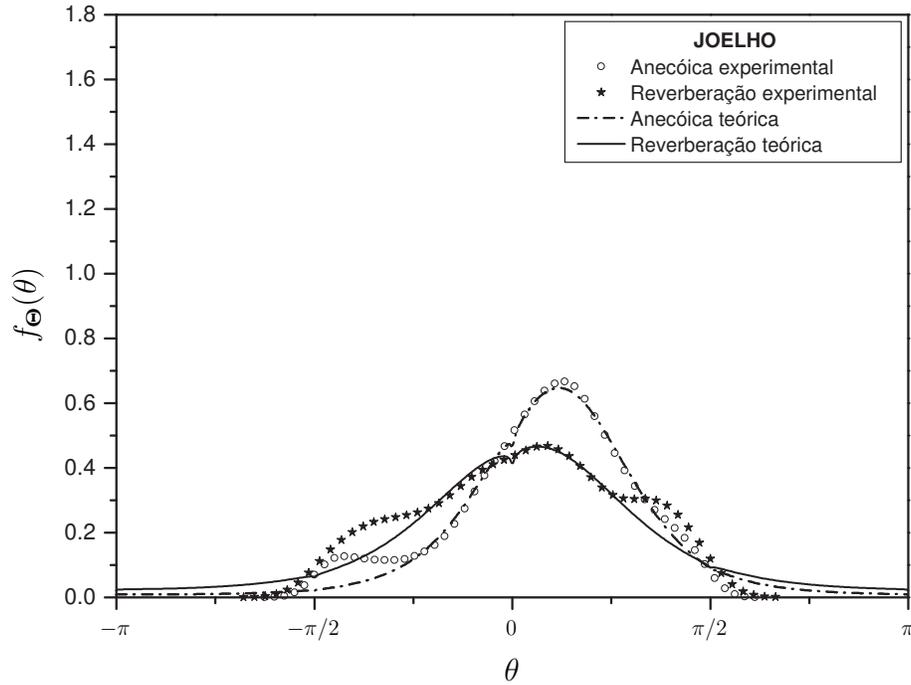


Fig. 2.10: PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas no joelho enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.

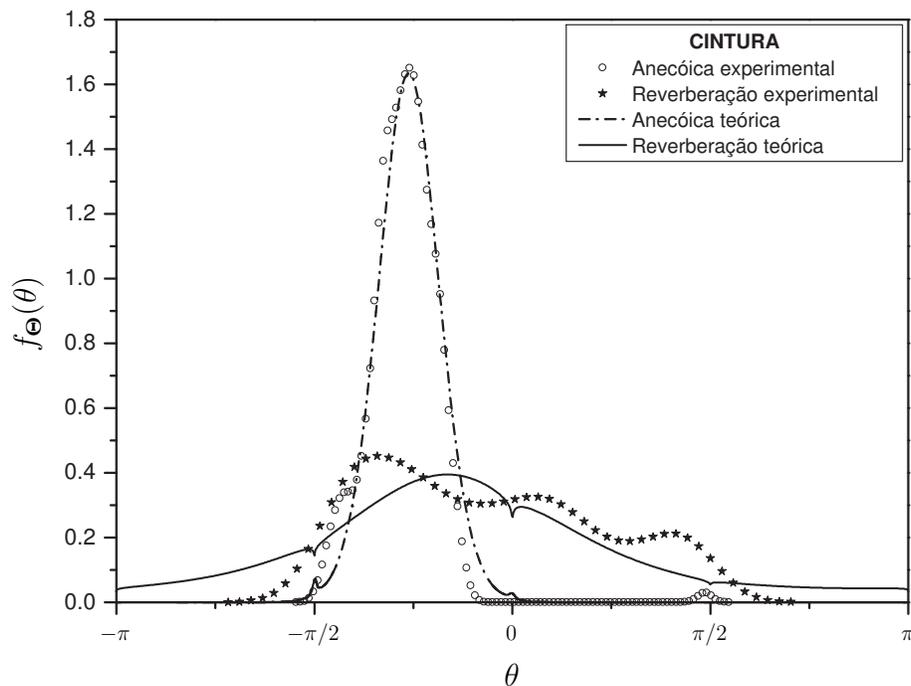


Fig. 2.11: PDFs de fase teóricas (linhas cheia e tracejada) e experimentais (bolas e estrelas) para antenas situadas na cintura enquanto o usuário se movimentava nas câmaras anecóica e de reverberação.

2.5 Conclusões

Neste capítulo, a PDF conjunta da envoltória e da fase κ - μ foi obtida de maneira exata. Seus casos limitantes, que incluem indeterminações, também foram obtidos. As formulações obtidas compreendem as estatísticas de Rice e Nakagami- m como casos particulares, que podem ser encontradas na literatura. Resultados numéricos obtidos através da simulação de Monte Carlo foram apresentados e estão de acordo com as formulações desenvolvidas neste trabalho. Dados experimentais medidos em BAN foram utilizados e comprovaram a aplicação prática do modelo de fase da distribuição κ - μ .

Capítulo 3

Sistema de Medição de Campo Multiportadora

Este capítulo apresenta o sistema de medição de campo capaz de gerar sinais de rádio-frequência (RF) em onda contínua através de um transmissor fixo e coletar as amostras de forma espacial com um veículo receptor móvel. Tal sistema havia sido inicialmente construído para operar com apenas uma portadora [72]. Entretanto, a partir de agora, com a necessidade adicional de explorar e analisar estatísticas generalizadas com diversidade, uma nova configuração sistêmica se faz necessária e é apresentada. Tanto o transmissor quanto o receptor devem ser capazes de operar com mais de uma portadora e manter a mesma referência de amostragem espacial. Para tal fim, os sistemas radiante e receptor são alterados, geradores e analisadores de sinais de RF são acrescentados, novas versões dos programas de aquisição e pós-processamento de dados são desenvolvidas e a autonomia do sistema é aumentada. Este conjunto sistêmico constitui a infra-estrutura necessária para se alcançar o objetivo proposto de validação experimental das estatísticas de primeira e segunda ordens deste trabalho. As especificações técnicas estão descritas no Apêndice B.

3.1 Transmissor

O conjunto transmissor, conforme ilustrado no diagrama da Figura 3.1, foi configurado para trabalhar com mais de um gerador de sinais de RF. Os equipamentos podem mudar de acordo com o tipo de medição que se deseja realizar. Apesar do aumento da complexidade sistêmica, o transmissor possui configurações e procedimentos de operação simples, como descrito a seguir.

- Gerar mais de uma portadora de onda contínua na faixa de 1.8 GHz;
- As portadoras podem ser geradas em fase ou defasadas entre si;

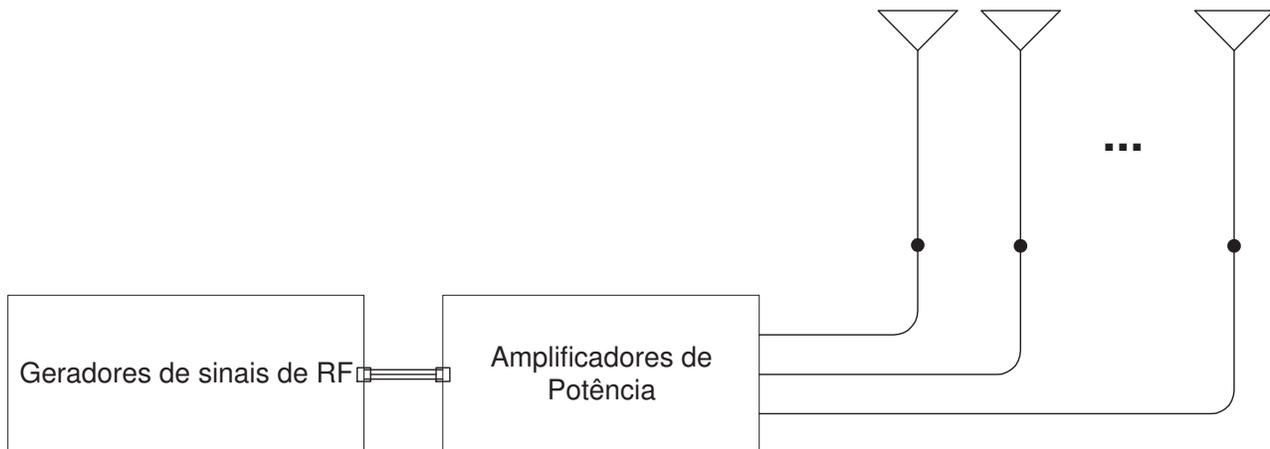


Fig. 3.1: Diagrama de blocos básico do conjunto transmissor.

- Cada portadora pode ser transmitida com sistemas radiantes independentes ou todas podem utilizar uma única antena ao mesmo tempo. No caso de uma única antena, devem ser utilizados combinadores;
- Obviamente, as antenas, os cabos e conectores são utilizados na mesma faixa de operação do sistema, casados e com as menores perdas possíveis;
- No caso de transmissão *outdoor*, o sistema é configurado para obter uma potência efetivamente radiada de até 20 W (43 dBm);
- No caso de transmissão *indoor*, a potência de saída do gerador e a necessidade ou não de utilização do amplificador são definidas a partir das características de cada prédio. Sendo assim, a ERP varia de acordo com a edificação em foco.

Observe que o conjunto transmissor pode ser instalado no topo de prédios (transmissão *outdoor*) ou no interior de edificações (transmissão *indoor*). Isto dá uma excelente flexibilidade para realizar campanhas de medições nos mais variados tipos de ambientes. A dificuldade aqui se dá apenas na logística de instalação dos equipamentos, o que é comum e compreensível em trabalhos experimentais deste porte.

3.2 Veículo Receptor Móvel

O veículo receptor foi o bloco que recebeu as modificações mais importantes do sistema de medição de campo proposto em [72]. Ele foi reconfigurado quase completamente – sistema irradiante, analisador de sinais, programas de aquisição de dados e pós-processamento, e alimentação – porém

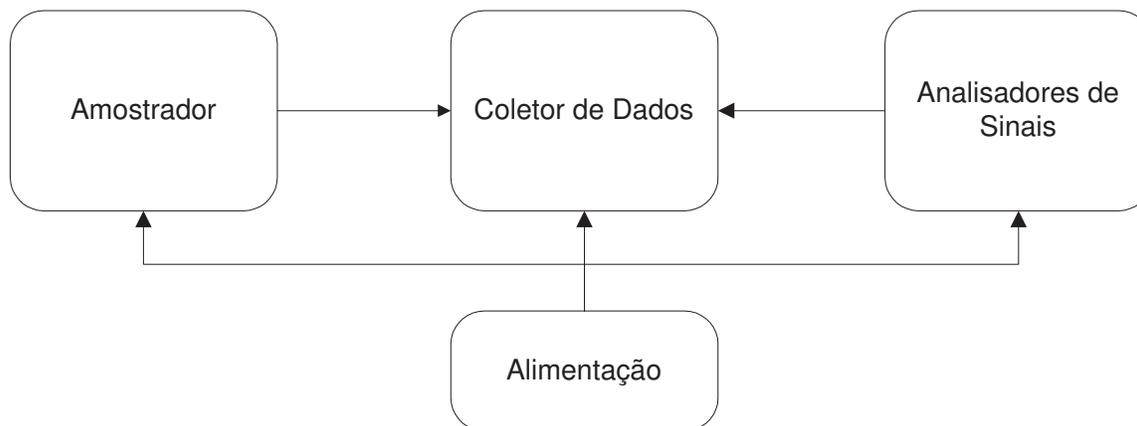


Fig. 3.2: Diagrama de blocos do veículo receptor.

a idéia de amostragem espacial permaneceu a mesma devido ser uma questão chave na aquisição dos dados para estatísticas desta natureza.

Os equipamentos estão divididos em quatro partes independentes, conforme apresentado no diagrama de blocos da Figura 3.2: amostrador espacial, analisadores de sinais, coletor de dados e alimentação.

Primeiro, o sistema é configurado com uma certa amostragem espacial. A cada passo válido dentro desta amostragem, o nível de sinal é verificado através dos analisadores de sinais. Em seguida, as informações de ambos os blocos (amostrador e analisadores) são armazenadas pelo coletor de dados e, posteriormente, processadas. Em função de sua construção modular, o veículo de medição de campo possibilita outras configurações através da substituição/adaptação adequada dos módulos.

As Figuras 3.3 e 3.4 mostram o veículo receptor configurado para operar com duas portadoras simultâneas e a Figura 3.5 ilustra uma rota durante uma campanha de medição de campo. A seguir, cada bloco específico do sistema móvel de recepção é apresentado.

3.2.1 Amostrador espacial

Este bloco é responsável por prover o controle espacial do equipamento e está dividido em dois componentes: roda dentada e circuito amostrador. Eles sofreram melhorias mecânicas em relação ao projeto inicial. As características de suas montagens são apresentadas a seguir.

Roda dentada

A roda dentada tem como objetivo definir a distância de amostragem do sinal. Ela consiste de uma chapa de alumínio dentada, com 1,2 mm de espessura, acoplada a uma quinta roda. Esta quinta roda fica presa ao equipamento de aquisição de dados através de um braço mecânico que permite a



Fig. 3.3: Veículo receptor pronto para realizar medições de campo.



Fig. 3.4: Detalhe dos analisadores de sinais.

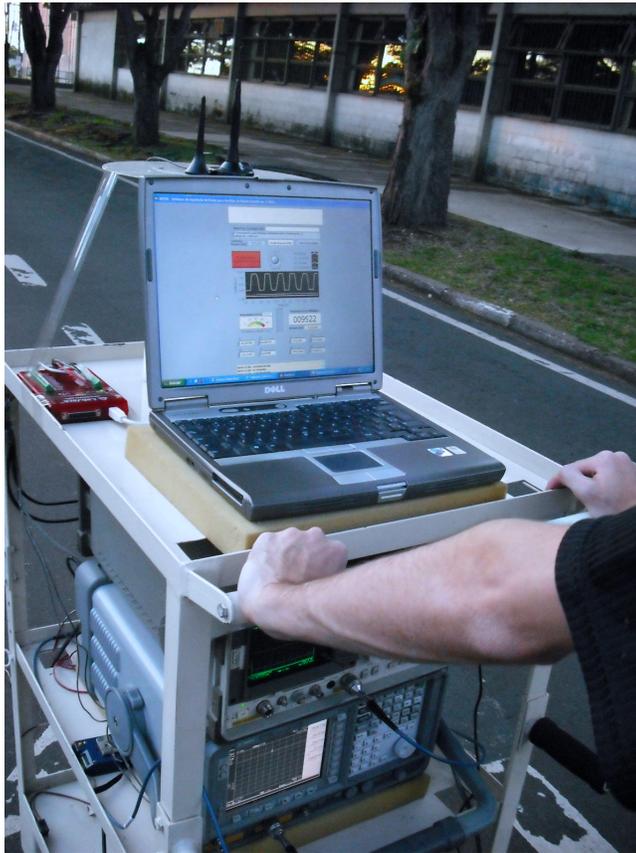


Fig. 3.5: Veículo receptor durante uma campanha de medição de campo.



Fig. 3.6: Detalhe do amostrador espacial (roda dentada + circuito amostrador).

movimentação do conjunto quinta roda/roda dentada no sentido vertical (Figura 3.6). Para cada dente que passa pelo circuito amostrador, uma amostra é coletada. O número de dentes da roda (n) deve ser definido de acordo com a distância de amostragem desejada para o sinal. Como essa distância é igual à distância entre dentes da roda (d_d), o valor n pode ser obtido através da seguinte equação:

$$n = \frac{\pi D}{d_d}, \quad (3.1)$$

no qual D é o diâmetro da roda.

Para que o sinal seja corretamente reproduzido, a distância máxima entre as amostras é igual a um quarto do comprimento de onda (λ) do sinal medido [73]. Substituindo o número de dentes por esse valor, isto é, $d_d = \pi/4$, na Equação (3.1), obtém-se a quantidade mínima teórica de dentes (n_{min_t}) na roda:

$$n_{min_t} = \frac{4\pi D}{\lambda}, \quad (3.2)$$

ou em função da frequência (f_p), fazendo a substituição $\lambda = c/f_p$, onde c é a velocidade da luz, igual a aproximadamente 3×10^8 m/s, temos:

$$n_{min_t} = \frac{\pi D f_p}{0,75 \times 10^8}. \quad (3.3)$$

Considerando que desvanecimentos de 40 dB abaixo do nível médio do sinal são comuns, com sucessivos mínimos ocorrendo a cada meio comprimento de onda ($\lambda/2$) [45], e que intervalos de amostragem menores que um décimo do comprimento de onda asseguram estatísticas realistas deduzidas a partir dos dados [74], o número mínimo de amostras, n_{min} , que deverá ser coletado pode ser reescrito:

$$n_{min} = \frac{\lambda/4}{\lambda/10} \times \frac{\pi D f_p}{0,75 \times 10^8} \therefore$$

$$n_{min} = 2,5 \times \frac{\pi D f_p}{0,75 \times 10^8} \quad (3.4)$$

Por outro lado, a limitação de velocidade da placa de aquisição implica em um limitante do número máximo de dentes da roda. Este número não pode ultrapassar a condição em que a frequência de passagem dos dentes (f_p) seja superior à frequência de aquisição da placa (f_{aq}). Caso este limite seja ultrapassado, amostras serão perdidas.

Para se calcular este limite superior, pode-se escrever n , agora n_{max} , em função da velocidade de movimentação do equipamento (v). Para isto, basta considerar que o tempo de uma volta da roda (t) seja dado por:

$$t = \frac{n_{max}}{f_{aq}}. \quad (3.5)$$

Este tempo pode, também, ser escrito como:

$$t = \frac{\pi D}{v_{max}}, \quad (3.6)$$

em que v_{max} é a velocidade máxima com que se deseja mover o equipamento de aquisição de dados durante as medições.

Substituindo a Equação (3.5) na Equação (3.6) tem-se:

$$n_{max} = \frac{\pi D f_{aq}}{v_{max}}. \quad (3.7)$$

Portanto, utilizando-se os dois limitantes calculados, Equações (3.4) e (3.7), tem-se que

$$2,5 \times \frac{\pi D f_p}{0,75 \times 10^8} \leq n \leq \frac{\pi D f_{aq}}{v_{max}}. \quad (3.8)$$

A velocidade v_{max} pode ser determinada pelo projetista (7 km/h, por exemplo) quando há definição dos limitantes e, conseqüentemente, selecionado um valor para n . Após escolhido o valor de n , tem-se uma nova velocidade máxima para o equipamento (v'_{max}), que será dada por

$$v'_{max} = \frac{\pi D f_{aq}}{n}. \quad (3.9)$$

Considerando a placa de aquisição de dados utilizada nesta configuração do veículo (Apêndice B) e utilizando-se de uma abordagem de processamento adequada, foi obtida uma frequência de aquisição f_{aq} , igual a 300 Hz. (A Seção 3.2.3 detalhará tal procedimento.)

Com o objetivo de exemplificar a obtenção de resultados a partir das equações supracitadas, são

apresentados a seguir os valores utilizados no equipamento de aquisição de dados:

$$D = 22 \text{ cm}, f_p = 1,8 \text{ GHz}, f_{aq} = 300 \text{ Hz}, v_{max} = 2 \text{ m/s} \cong 7 \text{ km/h.} \quad (3.10)$$

Aplicando-se à Equação (3.8), obtém-se:

$$41 < n < 104. \quad (3.11)$$

Selecionou-se para este projeto uma roda com $n = 57$ dentes [72]. Desta forma, além de se assegurar uma boa amostragem do sinal, há um folga razoável com relação à velocidade, o que possibilita uma flexibilidade maior para o uso do equipamento de aquisição de dados veicular em outras aplicações de interesse. Aplicando a Equação (3.9), obtém-se:

$$v'_{max} = 3,6 \text{ m/s} \cong 13 \text{ km/h.} \quad (3.12)$$

Esta é uma velocidade apropriada, por estar bem acima daquela praticada por uma pessoa ao caminhar. Poder-se-ia optar por uma quantidade de dentes maior, até o limite superior calculado de $n = 104$. Por outro lado, para uma versão motorizada do equipamento de aquisição de dados, com velocidades superiores a 4 m/s (14,4 km/h), deverá ser selecionada uma placa de aquisição de maior velocidade e, conseqüentemente, de maior custo.

Circuito amostrador

Esse componente tem a função de transformar a passagem dos dentes da roda em um trem de pulsos a ser aplicado à placa de aquisição de dados.

A rotação do disco dentado aciona o interruptor óptico. Esse interruptor, que consiste de um LED acoplado a um fototransistor através de uma fenda de 3mm, produz um trem de pulsos a uma taxa proporcional ao número de ranhuras por metro e à velocidade de caminhada. Este sinal faz com que a placa de aquisição leia uma amostra do sinal de rádio que está sendo recebido pela antena naquele instante.

Durante a passagem de um dente da roda através da fenda, o sinal do LED é interrompido. Nesta condição o circuito gera um nível TTL. Quando a passagem é desobstruída, ou seja o sinal do LED chega ao receptor óptico, é gerado um nível de 0 VDC. Esse circuito, de fácil implementação e baixo custo, é alimentado por uma tensão de 12 VDC.

3.2.2 Analisadores de Sinais

Este bloco do sistema é responsável pela recepção do sinal rádio-móvel e é composto por três grupos de componentes: antenas, amplificadores/atenuadores e analisadores de sinais. A maior vantagem desta solução consiste no fato de não ser necessário construir um sistema receptor próprio para medir o nível e a potência do sinal de RF na faixa de UHF.

Como agora o veículo receptor objetiva operar com mais de uma portadora, o sistema irradiante e o analisador de sinais foram modificados de suas configurações originais [72]. O sistema irradiante pode contar agora com mais de uma antena (ou com um arranjo de antenas) apropriada para medições com multiportadora. Obviamente, os cabos e conectores precisam operar na mesma faixa de frequência e o sistema deve estar casado. No caso do analisador de sinais, há duas possibilidades. A primeira é operar com apenas um analisador que seja capaz de receber múltiplas portadoras. A outra possibilidade é usar um analisador para cada sinal de RF. Embora a primeira solução seja a mais otimizada, optou-se fazer uso da segunda pela disponibilidade de equipamentos adequados, conforme pode ser visto em detalhe na Figura 3.4. A seguir, cada grupo de componente é detalhado.

Antenas receptoras

As antenas são constituídas por monopolos, omnidirecionais, acoplados a um plano de terra, fixo no equipamento de aquisição de dados. Os sinais de RF recebidos pelas antenas são encaminhados aos atenuadores variáveis.

Amplificadores/Atenuadores variáveis

A função do conjunto de amplificadores/atenuadores variáveis é manter os níveis de sinais recebidos na porção linear da faixa de operação de cada um dos medidores. Estas faixas são as mesmas para cada equipamento e vão de -122 dBm a -47 dBm. Os amplificadores de baixo ruído (LNA, do inglês *Low Noise Amplifier*) selecionados para o sistema são especificados no Apêndice B. No caso das medições ocorrerem nas proximidades do transmissor, há a necessidade de se aplicar certos níveis de atenuação, embora nunca superior a 20 dB para não comprometer a figura de ruído e a faixa dinâmica de operação do conjunto.

Os sinais CW recebidos pelas antenas, após passarem pelos atenuadores e amplificadores, são acoplados, na sequência, aos analisadores de espectro.

Analisadores de espectro

Certas exigências são importantes para as especificações desses equipamentos de medição, tais como poder operar nas faixas de frequências das portadoras transmitidas, serem robustos quanto às

variações de temperatura ambiente e apresentarem boas resistências às vibrações mecânicas originadas em função da movimentação do veículo durante as campanhas de medição de campo.

Para cada analisador de espectro desempenhar adequadamente as suas funções, foram configurados os seguintes parâmetros em comum: faixa de frequência (*span*), tempo de varredura (*sweep time*), largura de faixa de vídeo (*VBW*) e largura de faixa (*BW*):

- O *span* foi ajustado em 0 Hz. Assim, cada equipamento opera como um osciloscópio (receptor), medindo a potência de uma portadora simples.
- O *sweep time* foi fixado no menor valor possível. Dessa maneira, pode ser visualizado na tela um sinal na forma de um segmento de reta, uma vez que não se está disponibilizando tempo suficiente para alterações no nível do sinal antes do mesmo ser completamente traçado. Um valor adequado para o *sweep time* é 15 μ s.
- O *VBW* e o *BW* são parâmetros que definem o formato dos filtros internos dos analisadores. Quanto menor forem os valores selecionados, menor será a largura de banda desses filtros e, portanto, menos ruído será captado pelos equipamentos; por outro lado, cresce a sensibilidade com relação a mudanças de temperatura, uma vez que a variação de temperatura pode afetar a frequência central dos filtros em questão. Isto é, a seleção dos valores está diretamente correlacionada à faixa de valores de potência que cada equipamento de aquisição de dados consegue medir, o que, por sua vez, depende dos modelos dos analisadores utilizados. Os melhores valores comuns aos modelos utilizados foram 10 kHz e 30 Hz para o *VBW* e o *BW*, respectivamente.

A coleta dos dados medidos pelos analisadores foi efetuada através da saída de vídeo de cada um deles. Cada saída provê uma tensão que representa a amplitude do sinal mostrado na tela. A amplitude, por sua vez, é proporcional ao nível de potência medido. É suficiente, portanto, determinar essa proporção, e com isso definir a potência de recepção de cada portadora. Por fim, as saídas de vídeo de cada analisador de espectro são conectadas à placa de aquisição de dados.

3.2.3 Coletor de Dados

Esse bloco do veículo receptor é responsável pela aquisição e armazenamento das medidas. Ele é composto por duas partes: uma placa de aquisição de dados e um computador portátil.

Placa de aquisição de dados

Uma das especificações mais importantes para a placa é a sua velocidade ou frequência de aquisição. A frequência de operação deve permitir acompanhar com folga a produção de pulsos gerados



Fig. 3.7: Placa de aquisição de dados.

pela roda dentada, com a movimentação do equipamento de aquisição de dados, conforme considerações feitas na Seção 3.2.1. Como há a necessidade de adquirir múltiplos sinais, a placa deve contar com um número de entradas suficientes para receber esses dados.

Mais especificamente, a placa de aquisição de dados recebe nas suas portas de entrada os sinais de vídeo de cada analisador e o sinal do circuito amostrador. Na saída, ela fornece um sinal digital a ser armazenado na memória do computador contendo todas as informações. A Figura 3.7 ilustra este equipamento de aquisição.

Computador e Programa de Aquisição de Dados

Não há especificações exigentes para o computador. Pode ser utilizado qualquer modelo simples que consiga executar uma máquina virtual java. Quanto ao programa de controle do sistema do equipamento de aquisição de dados, sua função é ler as amostras coletadas pela placa de aquisição de dados externa e gravar seus valores em arquivos de texto que permitam seu futuro processamento.

O novo programa de controle foi desenvolvido em LabVIEW 7.1. Esse ambiente de desenvolvimento de programa permitiu que, além da tarefa básica de armazenamento das amostras, fossem implementadas novas funcionalidades. Estas auxiliam a execução e o monitoramento das medidas e,

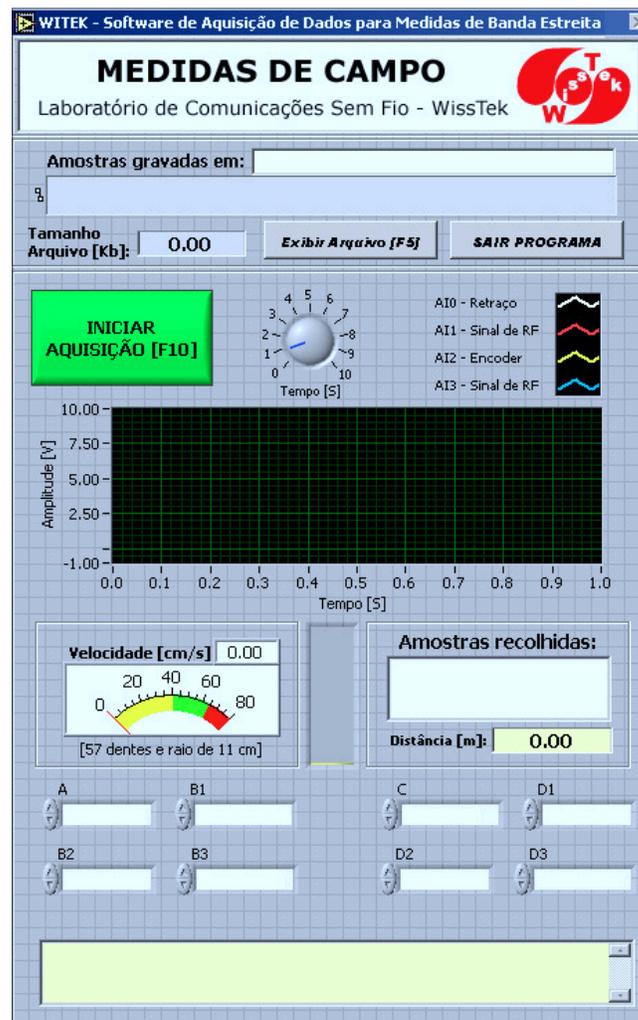


Fig. 3.8: Programa de aquisição de dados para medidas de banda estreita.

portanto, possibilitam a verificação do andamento do trabalho em tempo real.

A Figura 3.8 ilustra a interface gráfica com o usuário do programa. Na parte superior dessa interface, o usuário pode selecionar o arquivo onde as amostras são armazenadas e acompanhar a evolução de seu tamanho durante os períodos de aquisição. Na parte intermediária estão situados o controle que dispara e interrompe a aquisição de dados e uma janela de visualização dos sinais adquiridos. Abaixo desse gráfico, são exibidos a velocidade de deslocamento do equipamento de aquisição de dados, o número de amostras válidas recolhidas até o momento e a distância percorrida. Mais abaixo, estão situados os campos de entrada dos coeficientes das curvas de calibração dos analisadores. Por fim, na parte inferior da interface foi reservada uma área para a apresentação de mensagens ao usuário.

A placa de aquisição de dados deve ser utilizada para monitorar, fundamentalmente, os sinais provenientes do circuito amostrador e da saída de vídeo de cada analisador de espectro. Na interface

do programa, estes foram chamados de *Encoder* (codificador) e Sinal de RF, respectivamente. Dessa forma, a tarefa do programa é, essencialmente, registrar cada sinal de RF a cada transição de descida do sinal *Encoder*. Inicialmente, o sinal proveniente da roda dentada, por se tratar de sinal digital, foi encaminhado a uma entrada contadora da placa de aquisição de dados. Essa primeira abordagem mostrou-se ineficiente [72], pois o tempo necessário para a identificação do incremento desse contador e a leitura do sinal de retraço limitou a velocidade máxima de deslocamento do sistema a valores extremamente baixos. Esse problema se deve primordialmente ao fato de que o acesso ao valor do contador e a leitura do canal analógico utilizado para o retraço são realizados por comandos diferentes. Para contornar essa situação e tendo em vista que o circuito de aquisição possui oito canais analógicos, o sinal proveniente da roda dentada, embora de natureza digital, foi amostrado através de um dos canais analógicos. As aquisições nos canais analógicos passam a ser feitas simultaneamente e na maior taxa possível, sendo a identificação dos instantes onde acontecem as transições, e, portanto, os instantes de valores válidos para os sinais de RF, realizada exclusivamente por programa. Essa estratégia permitiu a amostragem dos oito canais analógicos a 300 vezes por segundo, o que proporciona que o sistema do equipamento de aquisição de dados possa ser utilizado com folga na faixa de velocidade de uma pessoa caminhando. No modo de operação utilizado pela placa de aquisição, os valores amostrados são enviados em rajadas ao microcomputador de controle, cada uma delas contendo uma série de amostras. Essas amostras são, então, processadas e, na medida em que transições do *Encoder* são identificadas, os valores dos sinais de RF são registrados. Vale ressaltar novamente que o conceito da amostragem espacial que está embarcada no circuito amostrador não foi alterado de sua idéia original [72]. Neste caso, como há uma única referência controlada por *software* e de forma confiável, pode-se então realizar coleta de dados de diversas portadoras no mesmo instante de tempo, isto é, sem fazer aproximações entre os tempos de armazenamento do conjunto de amostras de cada analisador.

3.2.4 Alimentação

Este bloco do sistema de recepção tem por objetivo fornecer energia aos outros blocos: amostrador, coletor de dados e analisadores de sinais. O intuito é permanecer com o estado de auto-suficiência de energia do equipamento e propiciar uma autonomia adequada durante um número mínimo satisfatório de horas de trabalho. As baterias automotivas originais [72], que já haviam esgotado o tempo de vida útil, foram substituídas por unidades novas, com maior autonomia e menor peso. Havia um no-break na versão anterior que funcionava como inversor + bateria. Na nova configuração, ele foi substituído por apenas um inversor bem leve de 300 W de potência. Sendo assim, o computador recebe alimentação AC através do inversor e os demais equipamentos são alimentados em DC diretamente das baterias. O esquema adotado (Apêndice B) resultou em uma autonomia média de sete

horas de trabalho.

3.3 Conclusões

O novo sistema de medição de campo foi configurado para operar com múltiplos sinais de RF. O conjunto transmissor e o veículo receptor possuem excelente flexibilidade às adaptações de novas configurações. Isto dá a possibilidade de obter resultados experimentais para investigar estatísticas generalizadas de desvanecimento com diversidade, bem como sistema MIMO (múltiplas entradas e múltiplas saídas), SIMO (única entrada e múltiplas saídas) e MISO (múltiplas entradas e única saída). O capítulo a seguir apresentará campanhas de medições de campo em que este novo sistema operou de forma totalmente satisfatória e dentro do programado.

Capítulo 4

Função de Autocorrelação e Espectro de Potência do sinal α - μ

Neste capítulo, obtém-se como resultado original uma aproximação acurada para (i) a função de autocorrelação e (ii) o espectro de potência de um sinal α - μ , ambas em forma fechada. Definem-se ainda as condições de propagação em ambientes isotrópicos e anisotrópicos. Para se chegar a isso, os conceitos básicos relativos ao sinal α - μ são revistos.

4.1 O Modelo de Desvanecimento α - μ

A condição de propagação α - μ considera um sinal composto de *clusters* de ondas de multipercurso percorrendo um ambiente não-homogêneo. Dentro de cada um dos *clusters*, as fases das ondas espalhadas são aleatórias com o espalhamento dos atrasos dos diversos *clusters* sendo relativamente grande. Além disso, os *clusters* de ondas de multipercurso possuem ondas espalhadas com potências idênticas. A envoltória resultante é obtida como uma função não-linear do módulo da soma das componentes de multipercurso. Tal não-linearidade é manifestada em termos de um parâmetro de potência, tal que a intensidade do sinal resultante é obtida não apenas como o módulo da soma das componentes de multipercurso, mas como este módulo elevado a um certo expoente [16].

Em um cenário de recepção com diversidade, considere que o sinal recebido no i -ésimo ramo ($i = 1, \dots, M$) compreende um certo número n_i de *clusters* de multipercurso tal que a envoltória R_i no i -ésimo ramo seja escrita como

$$R_i^{\alpha_i} = \sum_{l=1}^{n_i} (X_{il}^2 + Y_{il}^2), \quad (4.1)$$

em que X_{il} e Y_{il} são processos gaussianos mutuamente independentes, tal que $E(X_{il}) = E(Y_{il}) = 0$ e $E(X_{il}^2) = E(Y_{il}^2) = \hat{r}_i^{\alpha_i}/2n_i$, com $E(\cdot)$ denotando média estatística. A partir de (4.1) e seguindo o procedimento estatístico padrão de transformação de variáveis, temos que a PDF $f_{R_i}(r_i)$ de R_i pode ser expressa como

$$f_{R_i}(r_i) = \frac{\alpha_i \mu_i^{\mu_i} \hat{r}_i^{\alpha_i \mu_i - 1}}{\hat{r}_i^{\alpha_i \mu_i} \Gamma(\mu_i)} \exp\left(-\frac{r_i^{\alpha_i}}{\hat{r}_i^{\alpha_i}}\right), \quad (4.2)$$

em que $\hat{r}_i = \sqrt[\alpha_i]{E(R_i^{\alpha_i})}$ é a raiz α_i -ésima de R_i , $\Gamma(\cdot)$ é a função Gamma [64, Eq. 6.1.1], e $\mu_i > 0$ é a extensão real do parâmetro n_i , dado pela inversa da variância normalizada de $R_i^{\alpha_i}$, isto é,

$$\mu_i = \frac{E^2(R_i^{\alpha_i})}{Var(R_i^{\alpha_i})}, \quad (4.3)$$

no qual $Var(\cdot)$ representa o operador variância. Para $\alpha_i = 2$, (4.2) reduz-se à PDF de Nakagami- m e para $\mu_i = 1$, (4.2) reduz-se à PDF de Weibull.

A partir de (4.2), o k -ésimo momento $E(R_i^k)$ pode ser obtido como

$$E(R_i^k) = \hat{r}_i^k \frac{\Gamma(\mu_i + k/\alpha_i)}{\mu_i^{k/\alpha_i} \Gamma(\mu_i)}. \quad (4.4)$$

Analogamente, a função de distribuição cumulativa $F_{R_i}(\cdot)$ de R_i pode ser obtida de (4.2) como

$$F_{R_i}(r_i) = \frac{\Gamma(\mu_i, \mu_i r_i^{\alpha_i} / \hat{r}_i^{\alpha_i})}{\Gamma(\mu_i)}, \quad (4.5)$$

em que $\Gamma(z, y) = \int_0^y t^{z-1} \exp(-t) dt$ é a função Gamma incompleta.

4.2 Taxa de Cruzamento de Nível

A LCR é definida como o número médio de cruzamentos do sinal por segundo em um dado nível, na direção positiva ou negativa. Sendo \dot{R}_i a derivada temporal da envoltória R_i e r_i o nível de cruzamento, a LCR é estimada como

$$N_{R_i}(r_i) = \int_0^\infty \dot{r}_i f_{R_i, \dot{R}_i}(r_i, \dot{r}_i) d\dot{r}_i, \quad (4.6)$$

em que $f_{R_i, \dot{R}_i}(\cdot, \cdot)$ é a PDF conjunta de R_i e \dot{R}_i . A AFD é definida como o tempo médio que a envoltória recebida permanece abaixo de um dado limiar r_i após cruzá-lo na direção negativa, sendo

expresso por

$$T_{R_i}(r_i) = \frac{F_{R_i}(r_i)}{N_{R_i}(r_i)}, \quad (4.7)$$

em que $F_{R_i}(\cdot)$ é a CDF de R_i .

Há pelo menos duas maneiras de se obter estas estatísticas. A primeira, através do conhecimento das estatísticas correspondentes para um canal a partir do qual a distribuição α - μ pode ser obtida, e.g., Nakagami- m . A segunda, através da descrição matemática dos fenômenos físicos compreendidos pelo modelo em questão. Ambos, certamente, levam ao mesmo resultado. Em [16], a segunda maneira foi utilizada para se obter a LCR e a AFD, tais que,

$$N_R(r) = \frac{\omega \mu^{\mu-0.5} \rho^{\alpha(\mu-0.5)}}{\sqrt{2\pi} \Gamma(\mu) \exp(\mu \rho^\alpha)}, \quad (4.8)$$

$$T_R(r) = \frac{\sqrt{2\pi} \Gamma(\mu, \mu \rho^\alpha) \exp(\mu \rho^\alpha)}{\omega \mu^{\mu-0.5} \rho^{\alpha(\mu-0.5)}}, \quad (4.9)$$

em que $\rho = r/\hat{r}$ e ω é o desvio Doppler em rad/s . Para $\alpha = 2$, (4.8) e (4.9) reduzem-se ao caso de Nakagami- m [75, Eqs. (17) e (21)], respectivamente. Para $\mu = 1$, (4.8) e (4.9) reduzem-se ao caso de Weibull [60, Eqs. (12) e (13)].

4.3 Correlação Cruzada

Considere duas antenas espaçadas horizontalmente na estação móvel, conforme ilustradas na Figura 4.1. O espaçamento entre as antenas é d_a e o ângulo entre o eixo ligando as antenas e o sentido de deslocamento do veículo v é $0 \leq \phi \leq \pi/2$. Considera-se que a envoltória $R_i(t)$, $i = 1, 2$, na i -ésima antena é radiada na frequência ω_i (rad/s) e segue uma distribuição α - μ com parâmetros de desvanecimento α_i e μ_i . A função de correlação cruzada (CCF, do inglês *cross-correlation function*), $R_{R_1, R_2}(\tau) \triangleq E[R_1(t)R_2(t + \tau)]$, entre $R_1(t)$ e $R_2(t)$, pode ser obtida no domínio tempo a partir de seus momentos conjuntos generalizados [16, Eq. 29] como

$$R_{R_1, R_2}(\tau) = \frac{\hat{r}_1 \hat{r}_2 \Gamma\left(\mu_1 + \frac{1}{\alpha_1}\right) \Gamma\left(\mu_2 + \frac{1}{\alpha_2}\right)}{\mu_1^{\frac{1}{\alpha_1}} \mu_2^{\frac{1}{\alpha_2}} \Gamma(\mu_1) \Gamma(\mu_2)} {}_2F_1\left(-\frac{1}{\alpha_1}, -\frac{1}{\alpha_2}; \mu_2; \delta(\tau)\right), \quad (4.10)$$

em que ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ é a função hipergeométrica [64, Eq. 15.1.1] e $\delta(\tau)$ é o coeficiente de correlação cruzada (CCC, do inglês *cross-correlation coefficient*) temporal. (Uma ampla discussão sobre o parâmetro de correlação é feita em [16] e será usada na Seção 4.3.1). Para $\alpha_1 = \alpha_2 = 2$, (4.10) reduz-se à condição de Nakagami- m [8]. Para $\mu_1 = \mu_2 = 1$, (4.10) reduz-se à condição de Weibull [9]. Por

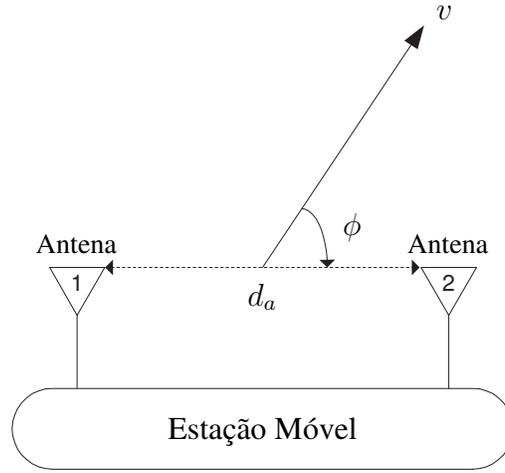


Fig. 4.1: Configuração do sistema.

fim, para $\alpha_1 = \alpha_2 = 2$ e $\mu_1 = \mu_2 = 1$, (4.10) simplifica-se ao caso de Rayleigh. Usando a dualidade espaço-tempo do canal sem fio [45], a CCF espacial $R_{R_1, R_2}(d)$ entre R_1 e R_2 pode ser diretamente obtida em termos do CCC espacial $\delta(d)$ como

$$R_{R_1, R_2}(d) = \frac{\hat{r}_1 \hat{r}_2 \Gamma\left(\mu_1 + \frac{1}{\alpha_1}\right) \Gamma\left(\mu_2 + \frac{1}{\alpha_2}\right)}{\mu_1^{\frac{1}{\alpha_1}} \mu_2^{\frac{1}{\alpha_2}} \Gamma(\mu_1) \Gamma(\mu_2)} {}_2F_1\left(-\frac{1}{\alpha_1}, -\frac{1}{\alpha_2}; \mu_2; \delta(d)\right). \quad (4.11)$$

4.3.1 Coeficiente de Correlação Cruzada

Esta seção discute um modelo físico apropriado para o coeficiente de correlação cruzada. Para tal fim, a formulação consagrada apresentada por Jakes [45] pode ser usada. A partir de [45, Eqs. (1.5-11), (1.5-14), e (1.5-15)] e da discussão em [16]

$$\delta(\tau) = \left(\frac{E[D(\theta) \cos(\omega_D \tau \cos \theta - \Delta \omega T)]}{E[D(\theta)]} \right)^2 + \left(\frac{E[D(\theta) \sin(\omega_D \tau \cos \theta - \Delta \omega T)]}{E[D(\theta)]} \right)^2, \quad (4.12)$$

em que θ e T são o ângulo de chegada e o tempo de chegada das ondas espalhadas, respectivamente, $D(\theta)$ é o padrão de diretividade horizontal da antena receptora, $\omega_D = 2\pi f_D$ é o desvio Doppler máximo em rad/s, e $\Delta \omega$ é a separação de frequências. Para um espalhamento isotrópico (θ distribuído uniformemente entre 0 e 2π), antena receptora omnidirecional ($D(\theta) = 1$) e T seguindo uma distribuição exponencial negativa, (4.12) reduz-se a [16, 45]

$$\delta(\tau) = \frac{J_0^2(\omega_D \tau)}{1 + (\Delta \omega \bar{T})^2}, \quad (4.13)$$

em que $J_0(\cdot)$ é a função de Bessel de primeiro tipo e ordem zero e \bar{T} é o atraso médio das ondas espalhadas.

Em (4.13), é considerada somente a diversidade em frequência. Em seguida, essa expressão é generalizada apropriadamente para contemplar também a diversidade em espaço. Usando a dualidade espaço-tempo do canal sem fio [45], então

$$\delta(d) = \frac{J_0^2(2\pi d/\lambda)}{1 + (\Delta\omega\bar{T})^2}. \quad (4.14)$$

Observe a partir de (4.13) e (4.14) que d e τ são entidades duais que podem ser usadas de forma intercambiável para especificar as separações dos processos de desvanecimento. Explorando isto, a questão agora reduz-se em encontrar a distância equivalente d_e entre a antena 1 no instante t e a antena 2 no instante $t + \tau$, além de usar $d = d_e$ em (4.14). Partindo da geometria da Figura 4.1, d_e pode ser encontrada facilmente como

$$d_e = \sqrt{(v\tau)^2 + d_a^2 - 2v\tau d_a \cos \phi}. \quad (4.15)$$

Então, substituindo-se d em (4.14) por (4.15) e usando novamente a convertibilidade espaço-tempo de [45], o CCC espacial para o caso de antenas onidirecionais espaçadas horizontalmente na estação móvel é dado por

$$\delta(d) = \frac{J_0^2\left(2\pi\sqrt{(d)^2 + (d_a)^2 - 2dd_a \cos \phi}/\lambda\right)}{1 + (\Delta\omega\bar{T})^2}. \quad (4.16)$$

4.4 Autocorrelação

Nesta seção a função de autocorrelação (ACF, do inglês *autocorrelation function*) da distribuição α - μ é obtida. Além disso, o coeficiente da autocorrelação (ACC, do inglês *autocorrelation coefficient*) é proposto baseando-se em um modelo físico de ambientes isotrópicos e anisotrópicos. A notação da envoltória α - μ será simplificada para R , uma vez que o sistema será considerado com apenas um ramo em operação.

A ACF espacial $A_R(d)$ da envoltória α - μ R pode ser obtida a partir da sua CCF (4.11). Fixando-se $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$ e $\mu_1 = \mu_2 = \mu$, tem-se

$$A_R(d) = \frac{\hat{r}^2 \Gamma^2\left(\mu + \frac{1}{\alpha}\right) {}_2F_1\left(-\frac{1}{\alpha}, -\frac{1}{\alpha}; \mu; \rho(d)\right)}{\mu^{\frac{2}{\alpha}} \Gamma^2(\mu)}, \quad (4.17)$$

em que $\rho(d)$ é o coeficiente de correlação no domínio do espaço.

4.4.1 Coeficiente de correlação

Nesta tese, é abordado o caso geral de ambientes compostos de desvanecimento com espalhamentos isotrópicos/anisotrópicos, em que a distribuição do ângulo de chegada (AoA, do inglês *angle of arrival*) das ondas de multipercurso são uniformes/não-uniformes. Um modelo plausível de ser usado neste caso faz uso da distribuição paramétrica de Von Mises (Tikhunov) [76]. Para este modelo, o ACC $\rho(d)$ pode ser obtido como

$$\rho(d) = \left| \frac{\zeta I_0 \left(\sqrt{k^2 - (2\pi d/\lambda)^2 + j4\pi k d \cos(\varphi)/\lambda} \right) + (1 - \zeta) J_0(2\pi d/\lambda) I_0(k)}{I_0(k)} \right|^2, \quad (4.18)$$

em que $0 \leq \zeta \leq 1$ indica a diretividade no receptor, $I_0(\cdot)$ é a função de Bessel modificada de primeiro tipo e ordem zero [64, Eq. 9.6.16], $\varphi \in [-\pi, \pi)$ representa a direção média do AoA, e $k \geq 0$ controla a largura do feixe. Em particular, para $\zeta = 0$, o modelo composto reduz-se ao cenário isotrópico com AoA uniforme, tal que $\rho(d) = J_0^2(2\pi d/\lambda)$.

4.5 Estimadores de parâmetros

Estimadores são necessários neste trabalho para obter os valores dos parâmetros experimentais da distribuição α - μ , assim como os valores dos parâmetros associados à isotropia/anisotropia dos ambientes. De posse deles, será possível comparar os dados medidos com as formulações teóricas e, em seguida, fazer as análises para verificar a validade das funções e a eficácia da distribuição α - μ nos diversos tipos de ambientes medidos.

4.5.1 Estimador α - μ

A partir dos momentos da envoltória α - μ (4.4) é definida uma igualdade útil para a estimação dos parâmetros desta distribuição. Em essência [16]

$$\frac{E^2[R_i^{\beta_j}]}{E[R_i^{2\beta_j}] - E^2[R_i^{\beta_j}]} = \frac{\Gamma^2(\mu_i + \beta_j/\alpha_i)}{\Gamma(\mu_i)\Gamma(\mu_i + 2\beta_j/\alpha_i) - \Gamma^2(\mu_i + \beta_j/\alpha_i)}, \quad (4.19)$$

em que β_j , $j = 1, 2$, é escolhido arbitrariamente. Para dois valores arbitrários e distintos de β_j , são estabelecidas duas equações de forma que os parâmetros físicos α_i e μ_i sejam encontrados. Para um caso particular em que $\beta_j = 1$ e $\beta_j = 2$, (4.19) resulta em um estimador dado em termos de momentos de primeira e segunda ordens. Obviamente, a partir de (4.19), outros estimadores podem ser encontrados, entretanto, este apresentado em (4.19) é dado pela menor ordem inteira.

Dado um conjunto de dados experimentais para a envoltória R_i , o procedimento prático para determinar os parâmetros α_i e μ_i é calcular as raízes das equações transcendentais (4.19). Este método provê um estimador simples e de baixa complexidade computacional.

4.5.2 Estimador não-linear ζ - φ - k

O modelo composto de coeficiente de correlação também necessita de um estimador para obter os parâmetros relacionados à isotropia/anisotropia dos ambientes, isto é, ζ , k e φ . Uma característica relevante neste caso é que estes parâmetros reportam às não-linearidades dos modelos de desvanecimento. Outra característica muito relevante no que tange à abordagem matemática é que há apenas uma equação para três variáveis. Portanto, para resolver este problema, um método de estimação não-linear se faz oportuno. O método escolhido é o método dos mínimos quadrados [77], pois ele tem a capacidade de estimar de forma eficaz os parâmetros deste modelo composto através da minimização do erro médio quadrático. Em essência,

$$(\hat{\zeta}, \hat{k}, \hat{\varphi}) = \underset{\zeta, k, \varphi}{\operatorname{argmin}} MSE_{composto}, \quad (4.20)$$

no qual $MSE_{composto} = N^{-1} \sum_{l=1}^N [\hat{\rho}(d) - \rho(d)]^2$ com $\rho(d)$ dado pela equação (4.18) e N sendo o número de amostras. Para estimar os parâmetros relacionados somente aos ambientes isotrópicos, basta definir $MSE_{isotropico} = N^{-1} \sum_{l=1}^N [\hat{\rho}(d) - J_0(2\pi d/\lambda)]^2$.

Dado um conjunto de dados experimentais para o coeficiente de correlação empírico $\hat{\rho}(d)$, o procedimento prático para determinar os parâmetros ζ , k e φ é achar o argumento que minimiza o $MSE_{composto}$. Agora, com o conhecimento de todos os parâmetros, incluindo os parâmetros da distribuição α - μ , será possível confrontar os dados medidos com os dados teóricos oriundos das expressões encontradas. Porém, antes, a última estatística de ordem superior será apresentada a seguir.

4.6 Espectro de Potência

O espectro de potência $S_R(\gamma)$ da envoltória R da distribuição α - μ é obtido através da transformada de Fourier ¹ da sua função de autocorrelação $A_R(d)$ [18]. Embora isto conduza a um cálculo exato, aparentemente nenhuma expressão fechada pode ser encontrada. Nesta seção, uma aproximação precisa e de forma fechada para $S_R(\gamma)$ é apresentada para ambientes isotrópicos. Para esta finalidade,

¹A transformada de Fourier $\mathcal{F}(\gamma)$ de uma função $f(x)$ é definida aqui como $\mathcal{F}(\gamma) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x) \exp(-j\gamma x) dx$.

a seguinte expansão da função hipergeométrica ${}_2F_1(\cdot)$ é utilizada [64]

$${}_2F_1\left(-\frac{1}{\alpha}, -\frac{1}{\alpha}; \mu; \rho(d)\right) = 1 + \frac{\rho(d)}{\alpha^2\mu} + \frac{(1-\alpha)^2\rho^2(d)}{2\alpha^4(\mu^2+\mu)} + \frac{(1-2\alpha)^2(1-\alpha)^2\rho^3(d)}{6\alpha^6(\mu^3+3\mu^2+2\mu)} \\ + \frac{(1-3\alpha)^2(1-2\alpha)^2(1-\alpha)^2\rho^4(d)}{24\alpha^8(\mu^4+6\mu^3+11\mu^2+6\mu)} + \dots \quad (4.21)$$

Desprezando os termos superiores aos de segunda ordem [45], a função de autocorrelação exata $A_R(d)$ da distribuição α - μ pode ser aproximada como [18]

$$A_R(d) \approx \tilde{A}_R(d) = \frac{\hat{r}^2\Gamma^2\left(\mu + \frac{1}{\alpha}\right)}{\mu^{\frac{2}{\alpha}}\Gamma^2(\mu)} \left(1 + \frac{\rho(d)}{\alpha^2\mu}\right). \quad (4.22)$$

Observe que o desvio máximo entre as soluções exata (4.17) e aproximada (4.22) ocorre para $d = 0$ e $\rho(d)$ tem seu máximo também em $d = 0$. Definindo $\Delta A_R(0) = [A_R(0) - \tilde{A}_R(0)]/\hat{r}^2$, as Figuras 4.2 e 4.3 esboçam esse desvio como uma função de α e μ . De fato, o desvio é nulo para $\alpha = 1$ independentemente dos valores de μ , isto é, a formulação aproximada (4.22) é realmente exata para $\alpha = 1$. Além disso, para $\alpha > 1$ e $\mu \geq 1$, tal desvio é menor do que 1.85%. Como $\alpha \rightarrow \infty$ e/ou $\mu \rightarrow \infty$ ambas A_R e \tilde{A}_R tendem a \hat{r}^2 e $\Delta A_R(0) = 0$. Para $\alpha \rightarrow 0$ e/ou $\mu \rightarrow 0$, o desvio tende a infinito. Entretanto, $\alpha < 1$ e $\mu < 0.5$ são raramente encontrados em situações reais. Na verdade, $\alpha < 1$ e $\mu < 0.5$ levam a uma condição correspondente ao parâmetro de desvanecimento (parâmetro m de Nakagami- m) inferior a 0.09375. Além do mais, $\alpha > 1$ e $\mu \geq 1$ correspondem a um parâmetro de desvanecimento superior a 0.25. Assim, para efeitos práticos, a aproximação proposta neste trabalho é de fato excelente.

Agora, considerando o espalhamento isotrópico e calculando a transformada de Fourier de (4.22), pode-se obter de forma fechada uma aproximação precisa para o espectro de potência da envoltória α - μ

$$\tilde{S}_R(\gamma) \approx \frac{\hat{r}^2\Gamma^2\left(\mu + \frac{1}{\alpha}\right)}{\mu^{\frac{2}{\alpha}}\Gamma^2(\mu)} \times \left[\delta(\gamma) + \frac{\lambda}{\pi^2\alpha^2\mu} K\left(\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda\gamma}{2}\right)^2}\right) \right] \quad (4.23)$$

para $|\gamma| < 2/\lambda$, em que $\delta(\cdot)$ é a função delta de Dirac e $K(\cdot)$ é a integral elíptica completa de primeiro tipo [7, Eq. 8.112.1]. Para $\alpha = 2$ (Nakagami- m), $\mu = 1$ (Weibull) e, $\alpha = 2$ e $\mu = 1$ (Rayleigh), (4.22) e (4.23) reduzem-se às [78, Eqs. 4 e 5], [79, Eqs. 5 e 6] e [45, Eqs. 1.3-16 e 1.3-27], respectivamente.

4.6.1 Exemplos numéricos

Esta subseção ilustra como as expressões exatas e aproximadas de autocorrelação e espectro de potência da envoltória α - μ variam com os parâmetros α e μ . As Figuras 4.4 a 4.7 mostram as ACFs

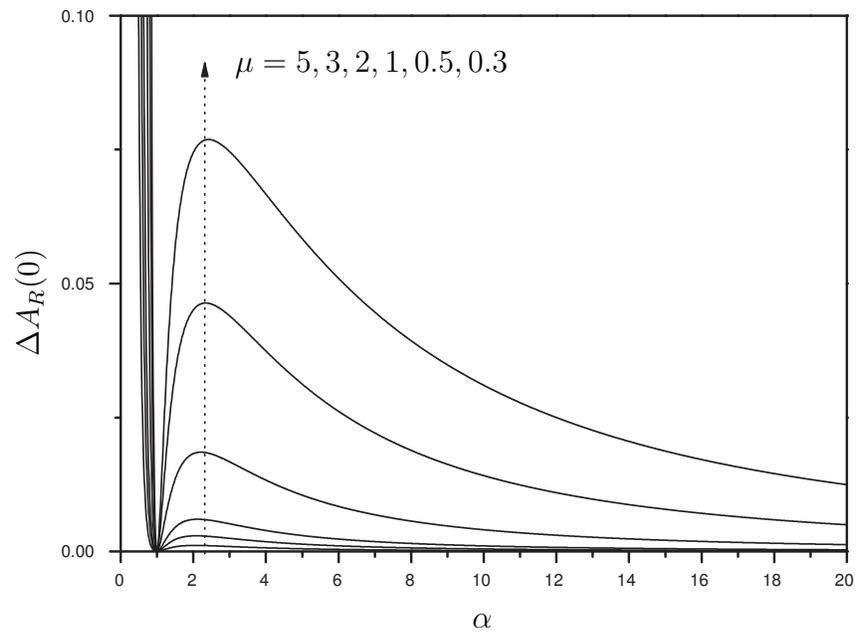


Fig. 4.2: Desvio máximo das funções de autocorrelação α - μ exata e aproximada.

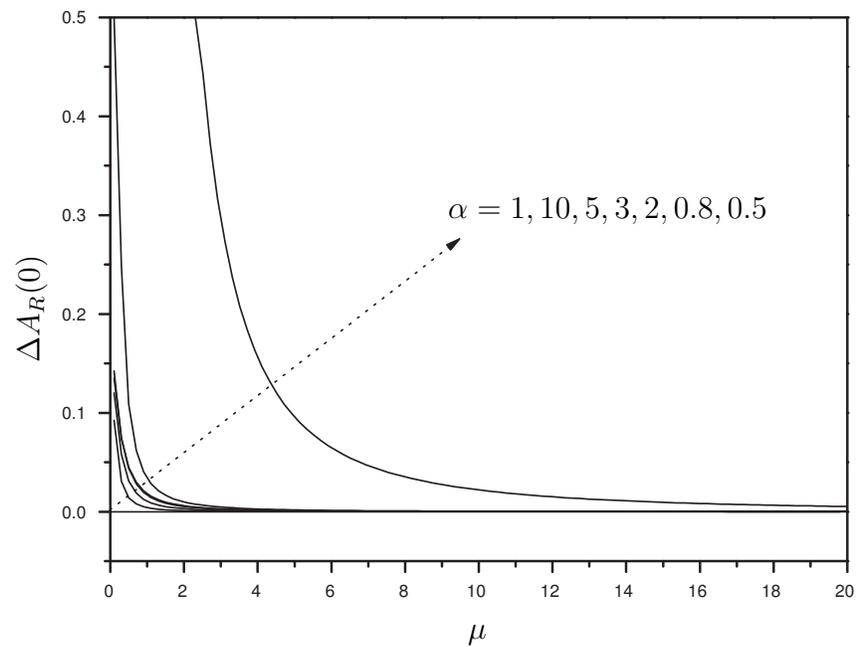


Fig. 4.3: Desvio máximo das funções de autocorrelação α - μ exata e aproximada.

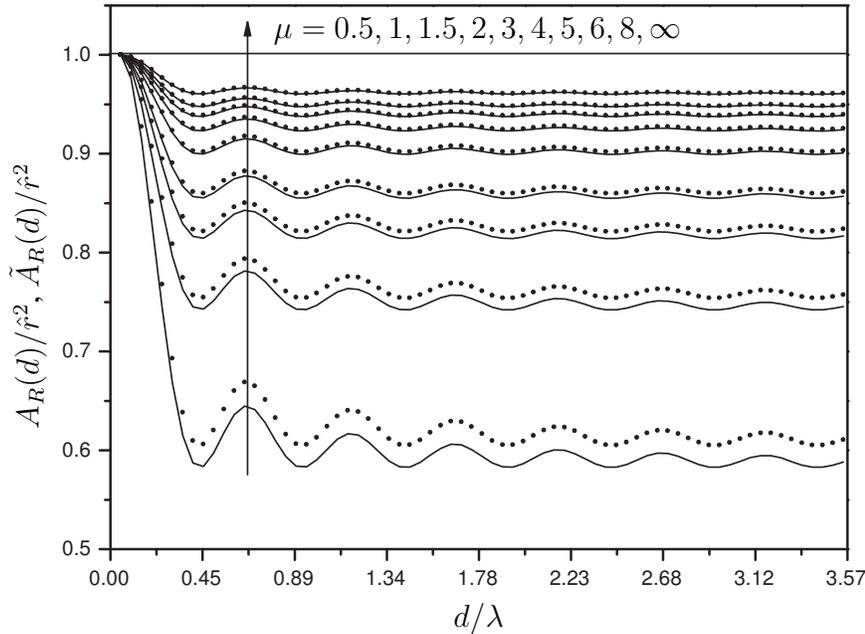


Fig. 4.4: Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\zeta = 0$ e $\alpha = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).

normalizadas exatas e aproximadas, para ambientes em desvanecimento isotrópico ($\zeta = 0$) e anisotrópico ($\zeta = 0.8$), e para diferentes valores de α e μ . Para o caso anisotrópico, os parâmetros inseridos foram $k = 1$ e $\varphi = 0$. Nota-se um excelente ajuste entre as curvas exatas e aproximadas. Como fora mencionado anteriormente, para $\alpha = 1$, as expressões exata e aproximada coincidem. Os resultados ligeiramente menos precisos já eram esperados para $\alpha < 1$ e $\mu < 0.5$, pois (4.22) deteriora-se nestes valores. Observa-se também que, quando α e/ou μ tende(m) ao infinito, o canal de desvanecimento α - μ torna-se determinístico, isto é, $A_R(d) \rightarrow \hat{r}^2$.

A aproximação (4.23) do espectro de potência α - μ é comparada com a formulação exata (obtida por meio de integração numérica) nas Figuras 4.8 e 4.9. Ambas as funções são esboçadas para $\mu = 0.5, 1, e 3$ e $\alpha = 0.5, 1, e 2$. (A componente DC foi omitida nessas comparações.) Pode ser visto que para $\alpha > 1$ e $\mu > 0.5$ as diferenças são mínimas. Analogamente à função de autocorrelação constante, quando α e/ou μ tende(m) ao infinito, o espectro revela-se puramente DC, isto é, $S_R(\gamma) \rightarrow \hat{r}^2 \delta(\gamma)$ para $\alpha \rightarrow \infty$ e/ou $\mu \rightarrow \infty$.

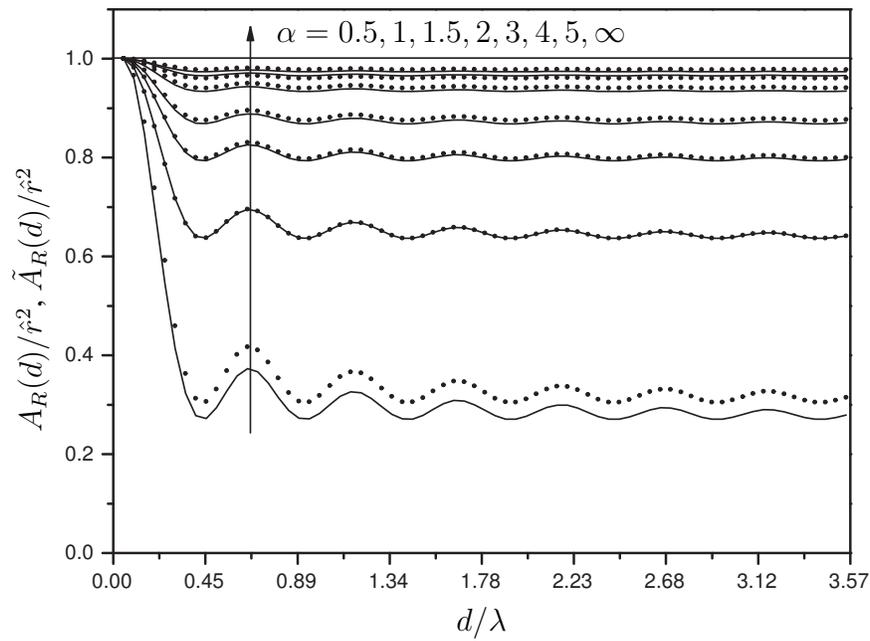


Fig. 4.5: Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\zeta = 0$, e $\mu = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).

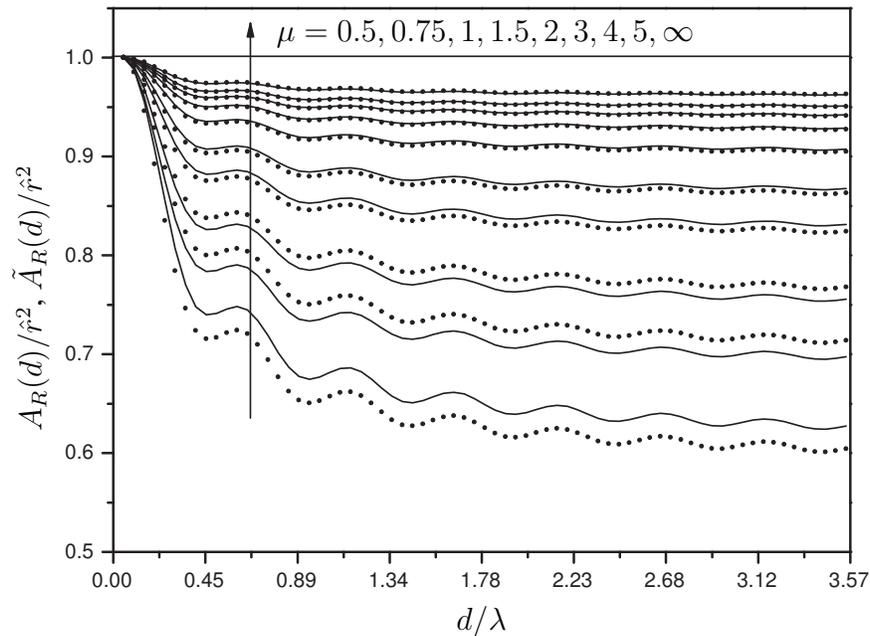


Fig. 4.6: Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento anisotrópico, $\zeta = 0.8$, $k = 1$, $\varphi = 0$ e $\alpha = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).

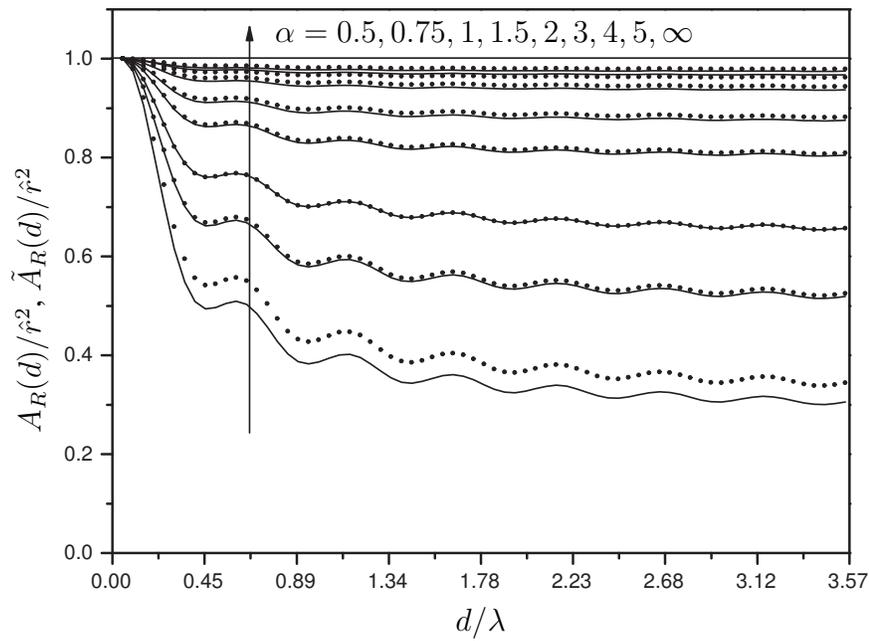


Fig. 4.7: Função de autocorrelação α - μ para ambientes em desvanecimento anisotrópico, $\zeta = 0.8$, $k = 1$, $\varphi = 0$ e $\mu = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).

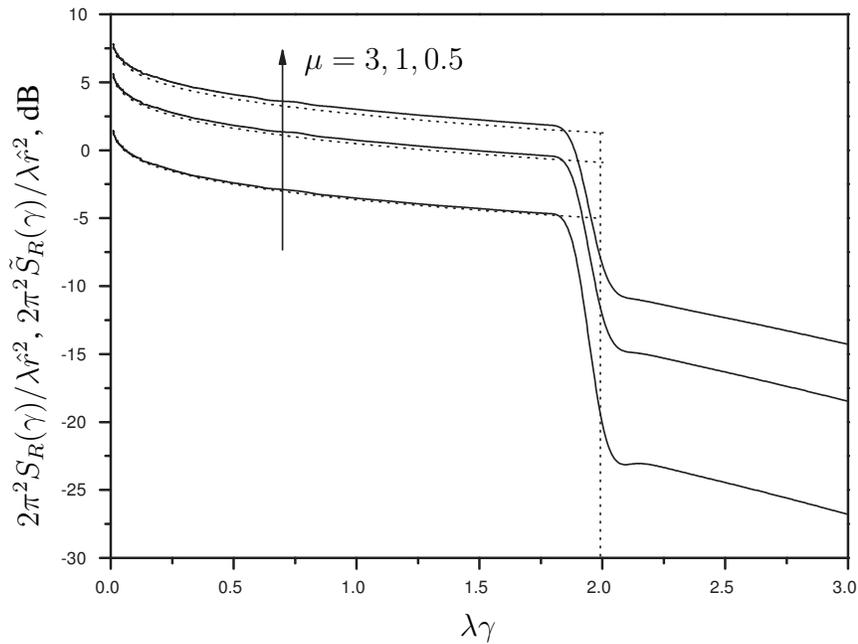


Fig. 4.8: Espectro de potência da envoltória α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\alpha = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).

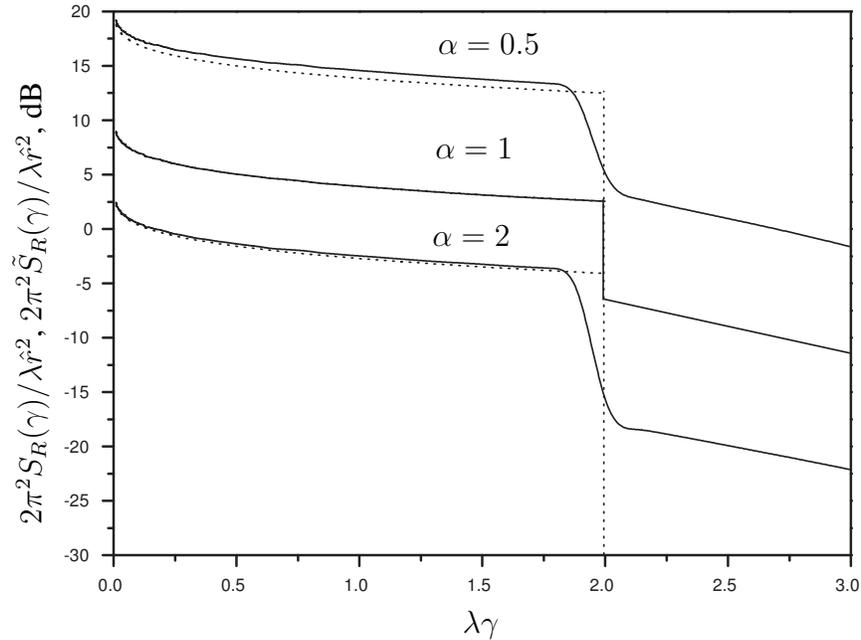


Fig. 4.9: Espectro de potência da envoltória α - μ para ambientes em desvanecimento isotrópico, $\mu = 7/4$ (exata: sólida; aproximada: pontilhada).

4.7 Conclusões

Este capítulo apresentou contribuições teóricas originais para o modelo de canal α - μ . Foram obtidas formulações fechadas para estatísticas de ordem superior, tais como (i) a função de autocorrelação do sinal α - μ considerando ambientes isotrópicos e anisotrópicos e (ii) uma excelente aproximação para o espectro de potência da envoltória α - μ , em condições de propagação de ambientes isotrópicos. No próximo capítulo, serão investigadas todas as formulações apresentadas aqui.

Capítulo 5

Validação Experimental da Distribuição α - μ

Quando a distribuição generalizada de desvanecimento α - μ foi proposta [16], não foi apresentado estudo algum sobre suas aplicações práticas. Até o presente momento, trabalhos que relatem investigações e comprovação prática deste modelo também não foram publicados na literatura. Para preencher esta lacuna, este capítulo investiga e valida amplamente a distribuição de desvanecimento α - μ . Medições de campo são realizadas no campus da Unicamp onde são investigados diversos tipos de ambientes. Para tal fim, o sistema apresentado no Capítulo 3 é utilizado com duas configurações diferentes, isto é, com uma e duas portadoras. As estatísticas investigadas compreendem tanto as de primeira quanto as de segunda ordens para canais α - μ . As curvas teóricas são confrontadas com os dados experimentais e excelentes ajustes são encontrados. Por fim, são apresentados os cenários onde a distribuição em questão melhor se aplica.

5.1 Medições de Campo

Uma série extensa de campanhas de medições de campo foi realizada na Universidade Estadual de Campinas com a finalidade de analisar e validar as estatísticas de primeira e segunda ordens da distribuição α - μ . O sistema foi montado e configurado inicialmente para operar com uma portadora, e depois com duas, esta última, com o intuito de investigar a estatística de correlação cruzada entre duas envoltórias α - μ R_1 e R_2 . As demais estatísticas serão investigadas com o uso de uma portadora, em que a montagem do sistema de medição é baseada na sua configuração original [72]. A seguir, são apresentadas as configurações, as técnicas de medição e o ambientes medidos.

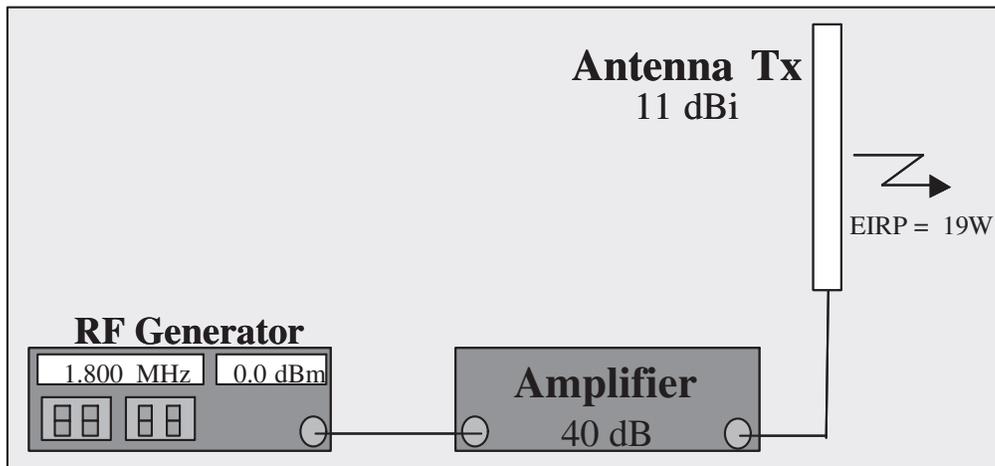


Fig. 5.1: Diagrama da configuração do transmissor.

5.1.1 Configuração Sistêmica de Uma Portadora

O transmissor foi fixado no topo do Bloco E da Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação (FEEC) e contou com a seguinte configuração:

1. Um gerador de sinais foi sintonizado na frequência de operação de 1.8 GHz e potência de saída de 0 dBm;
2. A saída do gerador alimentou a entrada do amplificador de RF, com ganho de 40 dB;
3. Na saída do amplificador de potência, foi acoplada, através de um cabo de 22 cm, uma antena monopolo omnidirecional, com ganho de 11 dBi;
4. Considerando as perdas nos cabos e conectores, o sistema transmitiu uma potência efetivamente radiada (ERP, do inglês *effective radiated power*) de aproximadamente 19 W ($\approx 42,79$ dBm).

A Figura 5.1 ilustra o diagrama do sistema de transmissão de uma portadora. Os equipamentos do sistema de transmissão (exceto a antena) foram alocados no interior de uma sala localizada na cobertura do prédio para evitar eventuais problemas causados pelo ambiente externo, tais como chuvas e ventos no período de realização das medidas, conforme ilustrado na Figura 5.2.

O sistema de recepção também foi configurado especialmente para este tipo de medidas. Vale ressaltar que antes de iniciar a campanha de medição, deve-se levantar a curva de calibração do analisador de espectro. O analisador possui uma curva de calibração que relaciona a variação de tensão na saída de vídeo com a variação de potência no seu *display*. Essa curva é determinada ligando a saída do gerador de varredura diretamente na entrada do analisador de espectro. Em seguida, varia-se a potência do gerador de varredura e anota-se o valor da potência, em dBm, que chega no analisador



Fig. 5.2: Vista da cobertura do Bloco E da FEEC.

de espectro e o valor correspondente, em volts, na saída de vídeo do mesmo. A tabela com os dados coletados no analisador de espectro pode ser analisada em um programa, o qual encontra, por regressão linear, a curva de calibração do equipamento. Neste trabalho, a curva de calibração obtida foi:

$$P = -96.2658561 + 80.8051031V \quad (5.1)$$

onde P é a potência em dBm e V a tensão em volts.

De posse da curva de calibração e com todos os ajustes mecânicos feitos no veículo, a campanha de medição pode ser iniciada. Durante o percurso, os passos para a coleta do sinal são basicamente os seguintes:

1. O sinal de RF é captado pela antena;
2. O sinal passa pelo conjunto atenuador e amplificador de baixo ruído;
3. Ele chega ao analisador de espectro ajustado em zero *span* e na mesma frequência transmitida;
4. A saída de vídeo do analisador é utilizada como uma das entradas analógicas do equipamento de aquisição de dados;

5. A outra entrada analógica da placa é o circuito amostrador que assegura a taxa de amostragem adequada na aquisição dos dados;
6. Finalmente, o computador recebe o dados digitalizados e os armazena na memória.

5.1.2 Configuração Sistêmica de Duas Portadoras

Esta configuração, apesar de baseada na anterior, introduziu muita complexidade ao sistema de medição de campo. De fato, a idéia de múltiplos sinais transmitidos e recebidos acarretou, não só o acréscimo de equipamentos (*hardware*), mas também no desenvolvimento de novos programas computacionais. A seguir, o conjunto transmissor e o veículo de recepção são apresentados, subtraindo as semelhanças evidentes às da montagem da seção anterior.

Na transmissão, conforme ilustra o diagrama da Figura 5.3, a seguinte configuração foi realizada:

1. Dois transmissores foram instalados no mesmo local (Bloco E FEEC/Unicamp);
2. Basicamente, a transmissão constou de dois tons CW;
3. As frequências selecionadas foram de 1.8 GHz e adjacentes superiores, e potências de saída de 0 dBm. Esta diferença entre os valores de frequência tem como o intuito analisar sistemas com diversidade em frequência. No caso de sistemas operando com diversidade espacial, a investigação será feita somente com um tom CW¹;
4. As saídas dos geradores foram combinadas e alimentaram um amplificador de RF, com ganho de 40 dB;
5. Uma antena monopolo de 11 dBi radiou os sinais;
6. Considerando as perdas nos cabos, conectores e no combinador, o sistema transmitiu uma ERP de aproximadamente 17 W ($\approx 42,3$ dBm).

A recepção conta com o maior número de diferenças e complexidades. Foram adicionados em relação à configuração de uma portadora: um analisador de espectro com curva de calibração $P = -85.99786 + 84.08415V - 12.27465V^2 + 8.84998V^3$, um atenuador, um LNA, um divisor e uma antena onidirecional. Basicamente, dois tipos de medições foram planejadas – diversidade em frequência e diversidade espacial. Para a diversidade em frequência, é fácil entender que apenas um sistema radiante é necessário. Para a diversidade espacial, as diferenças básicas são que (i) apenas uma portadora é utilizada e (ii) um outro sistema irradiante é adicionado na recepção. Omite-se aqui os procedimentos para a coleta dos sinais pelo simples fato de evitar redundâncias.

¹Obviamente, para o caso singular de diversidade espacial, apenas uma portadora é necessária.

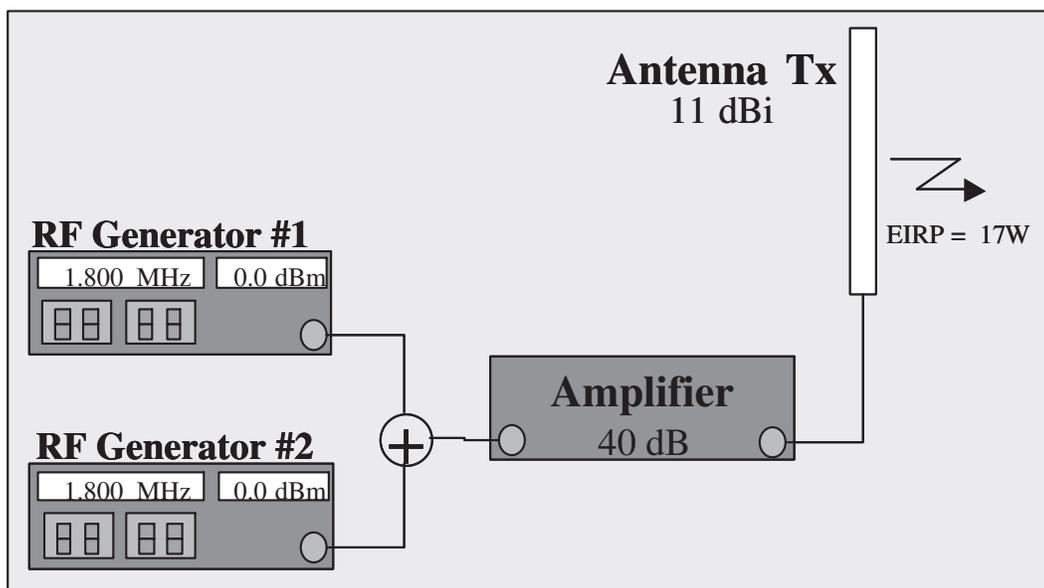


Fig. 5.3: Diagrama da configuração do transmissor com duas portadoras.

5.1.3 Técnica de Medição

Os procedimentos citados e comentados sobre a montagem de um veículo de aquisição de dados são de conhecimento da comunidade científica da área [80]. Entretanto, uma questão particular e crucial que determina a possibilidade ou não de realizar medições analisando estatísticas de primeira ordem e ordem superior é a técnica de medição empregada.

A técnica utilizada para as medições deste trabalho é relativamente simples de entender e funciona ao mesmo tempo para todas as estatísticas investigadas aqui. É necessário que o veículo percorra uma determinada rota adquirindo pontos não repetidos no espaço. Por exemplo: ruas e corredores devem ser percorridos em qualquer sentido, porém sem dar mais do que uma volta; quadras e salas devem ser medidas com apenas uma volta; rotatórias também com apenas uma volta circular. Deste modo, a correlação cruzada, autocorrelação, a LCR e o espectro de potência experimental podem ser calculados da maneira correta, sem múltiplos dados de potência no mesmo espaço.

5.1.4 Ambientes das Medições

As medidas foram realizadas em diversos ambientes *indoor* e *outdoor* no campus da Unicamp com o objetivo de se ter uma boa variedade de aspectos físicos, semelhantes aos encontrados em áreas urbanas, semi-urbanas e rurais. A Figura 5.4 mostra o mapa do campus da universidade onde podem ser localizadas as ruas e os prédios envolvidos na medição.



Fig. 5.5: Prédio da Pós-graduação da FEEC.

- **Ambientes *Indoor*:**

Para os ambientes *indoor*, foram escolhidos seis prédios para a nossa análise. Alguns destes prédios situam-se a poucos metros do transmissor, como, por exemplo, os prédios da Pós-graduação e do Bloco F da FEEC, e do DEMIC, apresentados nas Figuras 5.5, 5.7 e 5.6, respectivamente. Outras edificações estão localizadas a algumas centenas de metros, como o prédio de salas de aula da Faculdade de Engenharia Civil (FEC), Figura 5.8, e o Ginásio de Esportes, Figura 5.9. Os prédios apresentam alturas que variam de um a três andares e características construtivas e arquitetônicas diferentes. No total foram utilizadas medidas em 12 andares diferentes, em salas e corredores, e na quadra do ginásio.

- **Ambientes *Outdoor*:**

Para os ambientes *outdoor*, foram realizadas medições em nove ambientes diferentes. De maneira similar, alguns lugares passavam a poucos metros do transmissor como, por exemplo, nas ruas frontais ao prédio da Pós-graduação da FEEC e ao prédio do Departamento de Microeletrônica (DEMIC), e outras rotas a algumas centenas de metros, como, por exemplo, nas áreas externas ao Hospital de Clínicas, à prefeitura e à rotatória do ciclo básico. As Figuras 5.10, 5.11 e 5.12 mostram alguns destes ambientes. Dentre as suas características podemos ressaltar que foram medidas regiões com a presença e a ausência de arborização, linha de visada, veículos e pessoas.



Fig. 5.6: DEMIC/FEEC.



Fig. 5.7: Bloco F/FEEC.



Fig. 5.8: Prédio de salas de aula da FEC.



Fig. 5.9: Vista lateral do Ginásio de Esportes.



Fig. 5.10: Vista da Rua João Pandiá Calógeras.



Fig. 5.11: Vista da Rua Alexander Fleming (Hospital de Clínicas).



Fig. 5.12: Vista aérea do Ciclo Básico e da Rua Sérgio Buarque de Holanda.

5.2 Validações

Durante as campanhas de medição, os dados foram sendo armazenados no computador para o posterior processamento das informações. Foi desenvolvido um programa de pós-processamento das amostras para efetuar a separação dos fenômenos de desvanecimento lento e rápido. A separação é feita por média móvel [73]. A quantidade de amostras utilizadas para o cálculo depende do ambiente no qual foram realizadas as medidas e do comprimento de onda do sinal [80–82]. No nosso caso, foram utilizadas 450 amostras por média, o que corresponde a uma janela da ordem de 30 comprimentos de onda, na frequência de 1.8 GHz. Depois da filtragem do desvanecimento rápido, a envoltória de cada sinal pode ser computada e, a partir desta, os parâmetros de desvanecimento α e μ e de anisotropia (ζ , k , e φ) foram estimados. De posse destas informações, as estatísticas associadas à envoltória dos sinais medidos já podem ser obtidas, assim como as formulações da distribuição α - μ podem ser investigadas.

5.2.1 CDF e LCR

Aqui são apresentados os resultados experimentais específicos para as estatísticas em questão: função de distribuição cumulativa e taxa de cruzamento de nível da envoltória α - μ .

As formulações para a CDF e LCR são confrontadas com os dados de campo para saber se a distribuição α - μ ajusta com êxito em relação às demais distribuições tradicionais. Para tal fim, um programa desenvolvido em MatLab (i) importa o vetor da envoltória experimental, (ii) estima os parâmetros das distribuições α - μ ($\hat{\alpha}$ e $\hat{\mu}$), Weibull ($\hat{\alpha}_W$) e Nakagami- m (\hat{m}), (iii) calcula a CDF e LCR experimentais e teóricas, (iv) armazena as informações na memória e (v) esboça os gráficos.

Um grande número de curvas foi traçado, considerando todos os ambientes. Apresenta-se aqui uma amostra dos casos mais interessantes. As Figuras 5.13 a 5.18 mostram a CDF da distribuição α - μ confrontadas com os dados práticos, bem como comparada com seus casos particulares. A Tabela 5.1 apresenta os valores estimados dos parâmetros de desvanecimento de cada modelo e o

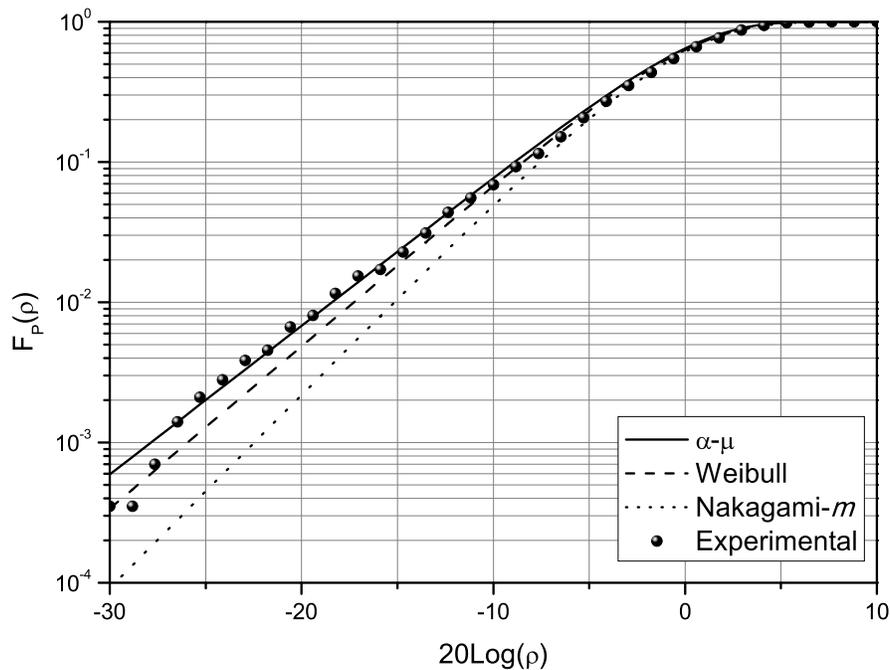


Fig. 5.13: CDF teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.66$, $\mu = 0.79$, $\alpha_W = 2.31$ e $m = 1.38$. Local: Rua Sérgio Buarque de Holanda.

Tab. 5.1: Parâmetros de desvanecimento estimados para CDF experimental.

Figura	$\hat{\alpha}$	$\hat{\mu}$	$\hat{\alpha}_W$	\hat{m}	$\epsilon_{\alpha-\mu}(\%)$	$\epsilon_{\alpha_W}(\%)$	$\epsilon_m(\%)$
5.13	2.66	0.79	2.31	1.38	9.84	20.23	112.88
5.14	2.60	0.74	2.16	1.23	6.17	30.09	100.57
5.15	2.56	0.89	2.39	1.44	7.20	12.83	109.29
5.16	1.36	1.74	1.85	0.77	14.58	22.41	35.58
5.17	2.33	0.82	2.08	1.12	4.01	14.13	39.23
5.18	2.50	0.84	2.26	1.30	4.89	14.33	77.01

erro médio absoluto ², ϵ , para cada caso. Note a excelente concordância entre o modelo α - μ e as curvas experimentais. Em todos os casos, considerando ambientes *indoor* e *outdoor*, a distribuição generalizada de desvanecimento ajustou melhor do que os modelos tradicionais. Este fato não gera surpresa, uma vez que esta distribuição possui um grau de liberdade a mais, o que a torna mais propícia a obter melhores ajustes de campo.

As Figuras 5.19 a 5.21 esboçam a taxa de cruzamento de nível da distribuição α - μ . Elas são confrontadas com os dados práticos e outras distribuições tradicionais. Observe como o modelo α - μ tende a seguir com precisão as curvas experimentais. Novamente, a distribuição generalizada de

²O erro médio absoluto entre o dado medido x_i e o valor teórico y_i é definido como $\epsilon = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{|y_i - x_i|}{x_i}$, onde N é o número total de pontos.

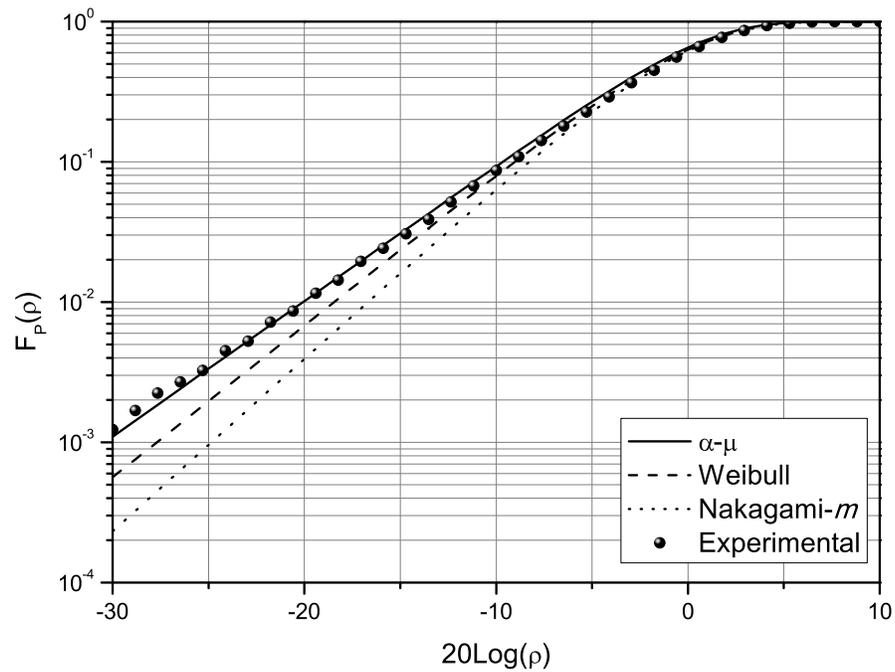


Fig. 5.14: CDF teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.60$, $\mu = 0.74$, $\alpha_W = 2.16$ e $m = 1.23$. Local: Rua João Pandiá Calógeras.

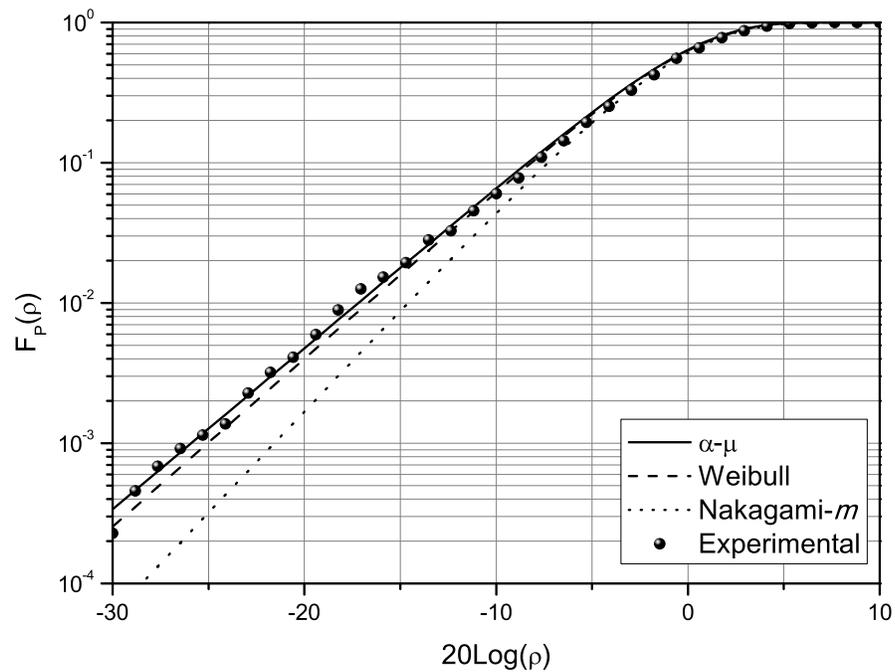


Fig. 5.15: CDF teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.56$, $\mu = 0.89$, $\alpha_W = 2.39$ e $m = 1.44$. Local: Térreo - Bloco E - FEEC (nº 47 no mapa).

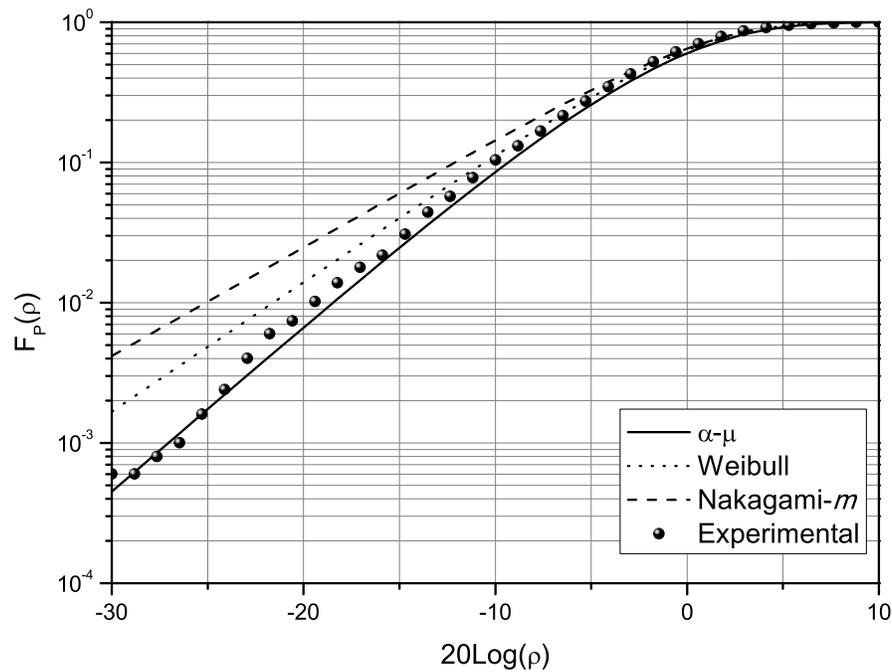


Fig. 5.16: CDF teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 1.36$, $\mu = 1.74$, $\alpha_W = 1.85$ e $m = 0.77$. Local: Corredor - 3º andar - FEC (nº 16 no mapa).

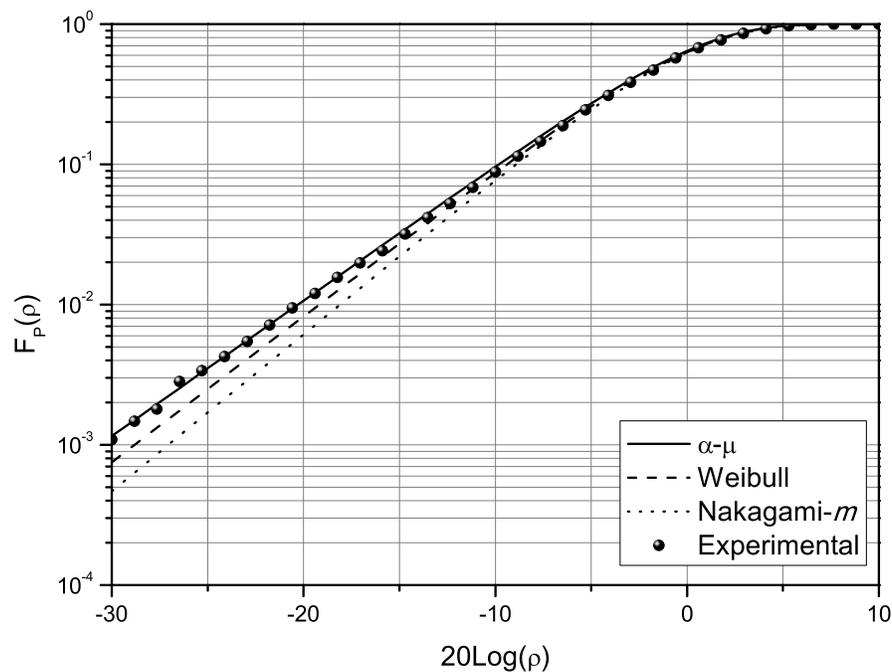


Fig. 5.17: CDF teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.33$, $\mu = 0.82$, $\alpha_W = 2.08$ e $m = 1.12$. Local: Rua Cândido Portinari.

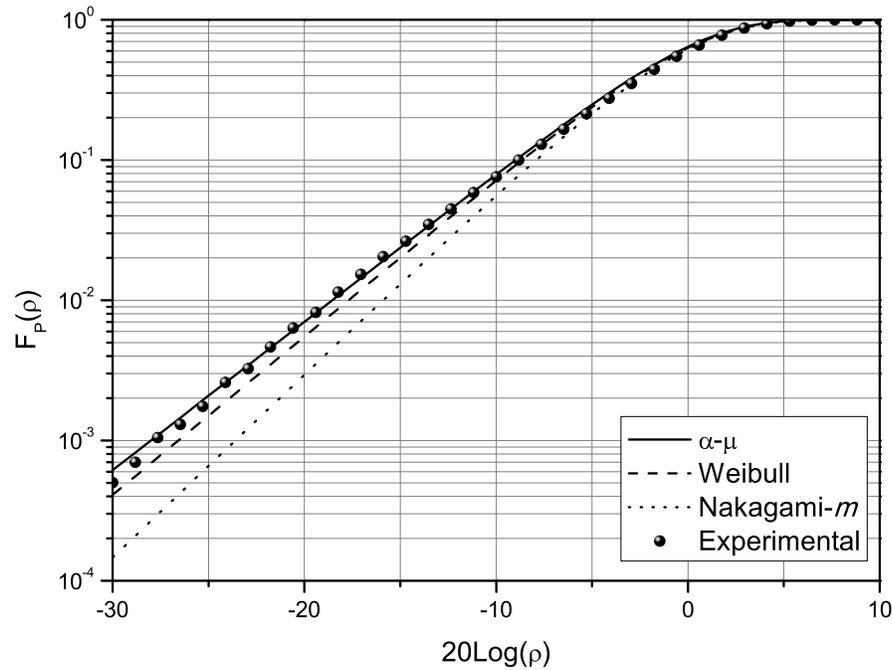


Fig. 5.18: CDF teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.50$, $\mu = 0.84$, $\alpha_W = 2.26$ e $m = 1.30$. Local: Rua Carlos Chagas.

desvanecimento conseguiu ajustar melhor do que as distribuições tradicionais.

5.2.2 Correlação cruzada

A função de correlação cruzada experimental foi computada de acordo com

$$\hat{R}_{R_1, R_2}(\Delta) = \frac{\sum_{i=1}^{N-\Delta} r_{1_i} r_{2_{i+\Delta}}}{\sum_{i=1}^{N-\Delta} r_{1_i} r_{2_i}} \quad (5.2)$$

em que r_{1_i} e r_{2_i} são as i -ésimas amostras das sequências de amplitude R_1 e R_2 , respectivamente, N é o número total de amostras, Δ é a diferença discreta relativa à distância, e $\hat{R}_{R_1, R_2}(\cdot)$ denota um estimador experimental de $R_{R_1, R_2}(\cdot)$.

Como padrão, a CCF teórica (4.11) foi comparada com sua curva experimental e traçada em função de d/λ com os mesmos parâmetros de desvanecimento α_i e μ_i estimados a partir de dados de campo. Além disso, o erro médio absoluto³, ϵ , foi computado para cada caso.

No total, foram traçados 22 gráficos, considerando todos os ambientes. As Figuras 5.22 a 5.26 mostram alguns deles, investigando os dados de correlação cruzada para diferentes valores de parâ-

³Para os cálculos apresentados aqui, os erros foram estimados para pontos no intervalo $[0, 1.43\lambda]$, em que ocorrem os maiores desvios.

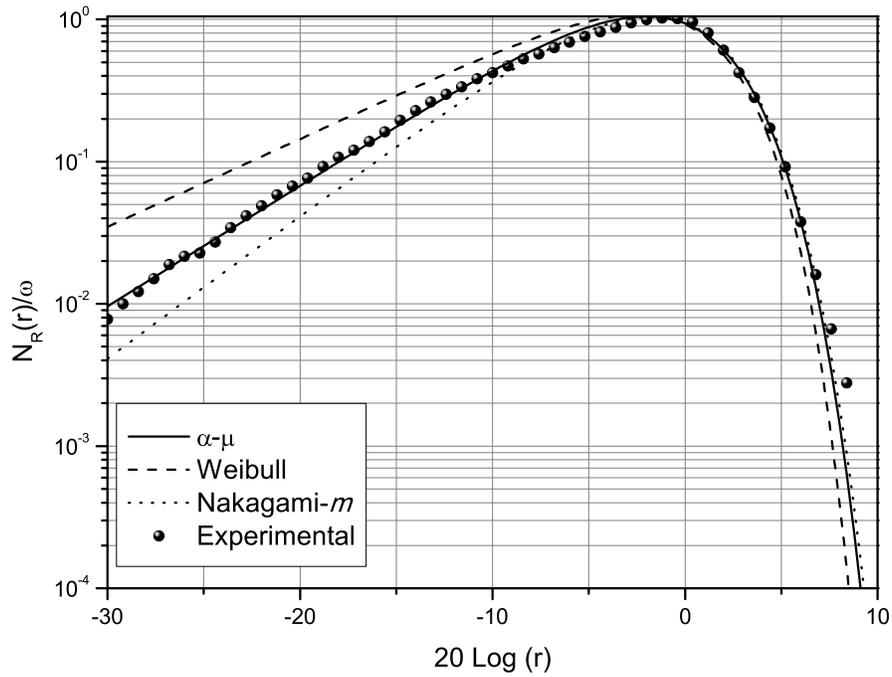


Fig. 5.19: LCR teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.48$, $\mu = 1.50$, $\alpha_W = 2.13$ e $m = 1.29$. Local: Rua Alexander Fleming (área da saúde).

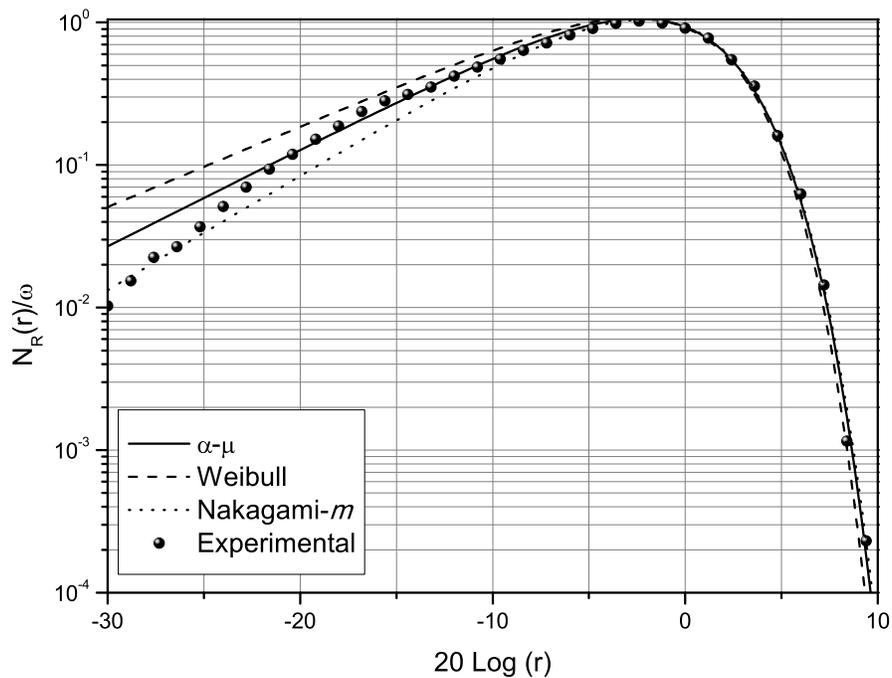


Fig. 5.20: LCR teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.50$, $\mu = 0.84$, $\alpha_W = 2.26$ e $m = 1.30$. Local: Rua da Reitoria.

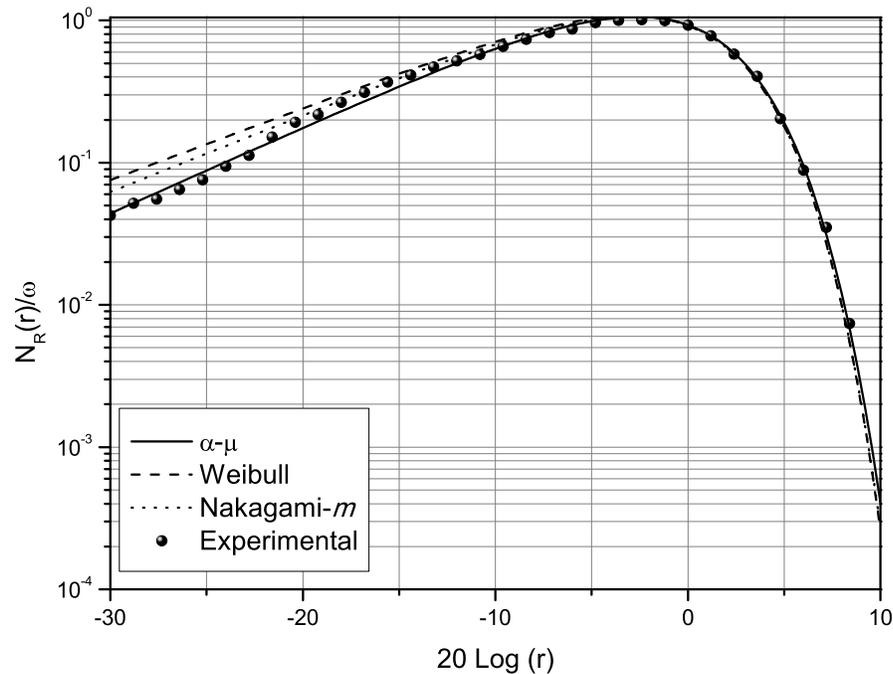


Fig. 5.21: LCR teórica *versus* experimental. Parâmetros de desvanecimento: $\alpha = 2.03$, $\mu = 1.04$, $\alpha_W = 1.91$ e $m = 1.13$. Local: Ciclo Básico (nº 35 no mapa).

metros de desvanecimento das distribuições α - μ , Nakagami- m , assim como, para valores distintos dos parâmetros de diversidade na recepção. As Figuras 5.22 a 5.24 esboçam os cenários de diversidade espacial, ao passo que as Figuras 5.25 e 5.26 descrevem os resultados para diversidade em frequência. A Tabela 5.2 apresenta os valores dos parâmetros estimados, os MSEs mínimos, e o erro médio absoluto ϵ para cada resultado mostrado. Observe os ajustes excelentes e como as curvas teóricas tendem a acompanhar as mudanças da concavidade dos dados experimentais. Em todos os casos, novamente, o modelo de canal α - μ tem demonstrado concordar melhor com os dados de campo. Como esperado, pelo fato de contar com um grau de liberdade a mais, tal modelo é mais flexível a estes ajustes em comparação aos tradicionais modelos de Nakagami- m e Weibull.

5.2.3 Autocorrelação e Espectro de Potência

Agora, com o objetivo de validar as formulações da autocorrelação e do espectro de potência da distribuição α - μ , estas são comparadas com os dados medidos.

Neste caso, a autocorrelação $\hat{A}_R(\Delta)$ é computada como

$$\hat{A}_R(\Delta) = \frac{\sum_{i=1}^{N-\Delta} r_i r_{i+\Delta}}{\sum_{i=1}^{N-\Delta} r_i^2} \quad (5.3)$$

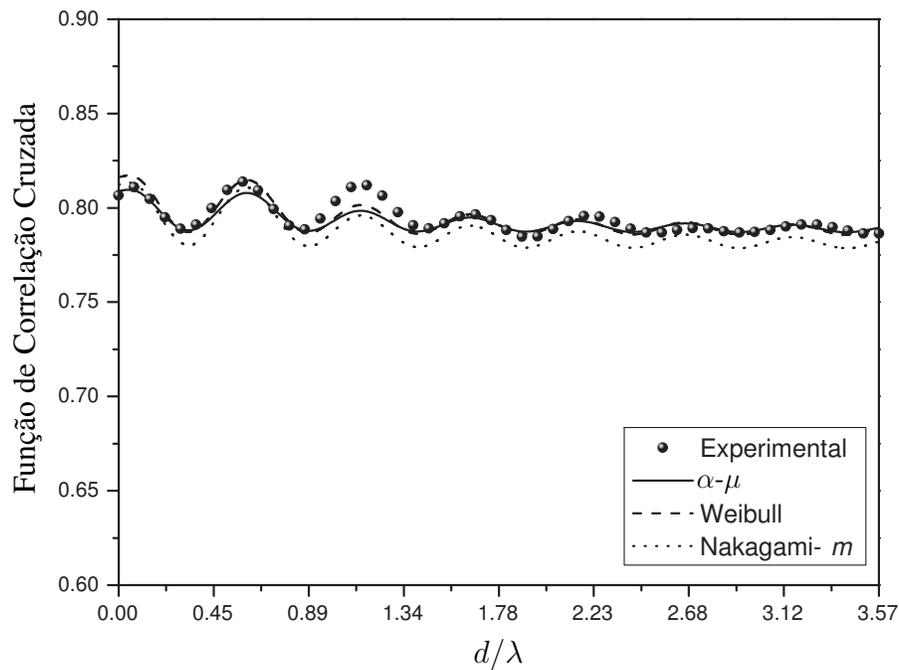


Fig. 5.22: CCFs teóricas *versus* experimentais no cenário de diversidade espacial (medições *outdoor*). Local: Rua Cândido Portinari.

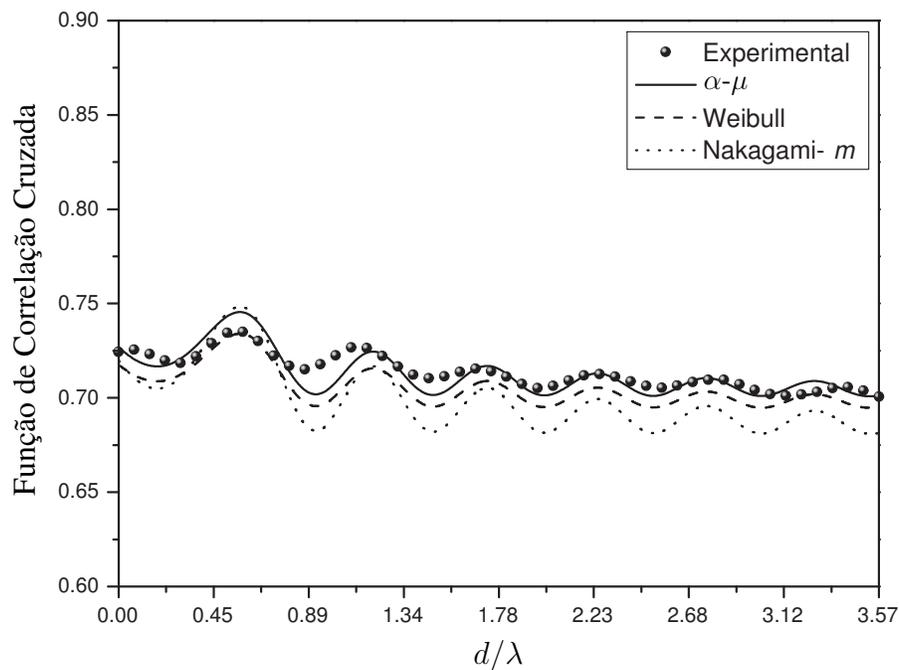


Fig. 5.23: CCFs teóricas *versus* experimentais no cenário de diversidade espacial (medições *indoor*). Local: Térreo - DEMIC (nº 48 no mapa).

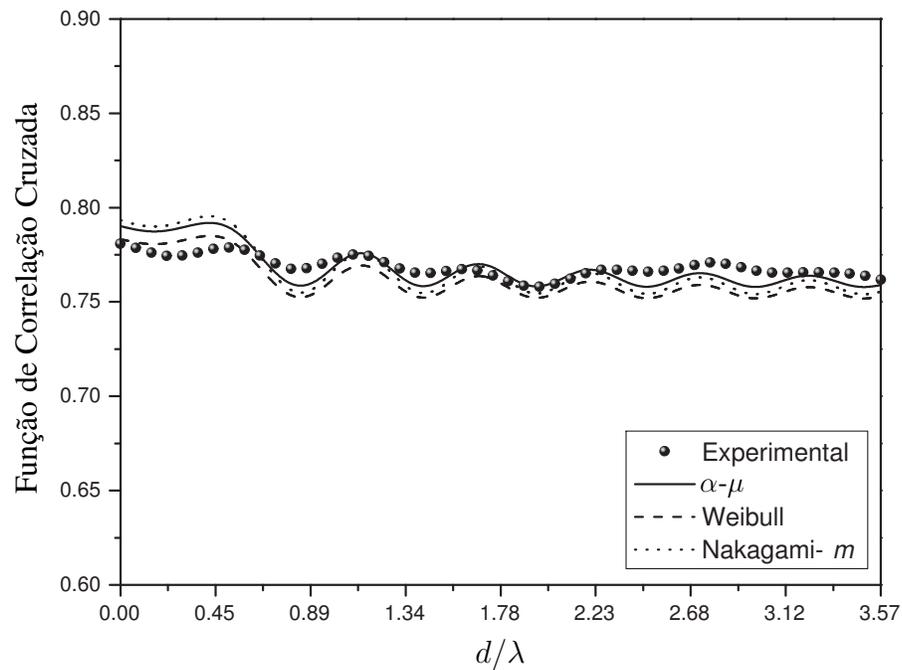


Fig. 5.24: CCFs teóricas *versus* experimentais no cenário de diversidade espacial (medições *outdoor*). Local: Avenida Oswaldo Cruz.

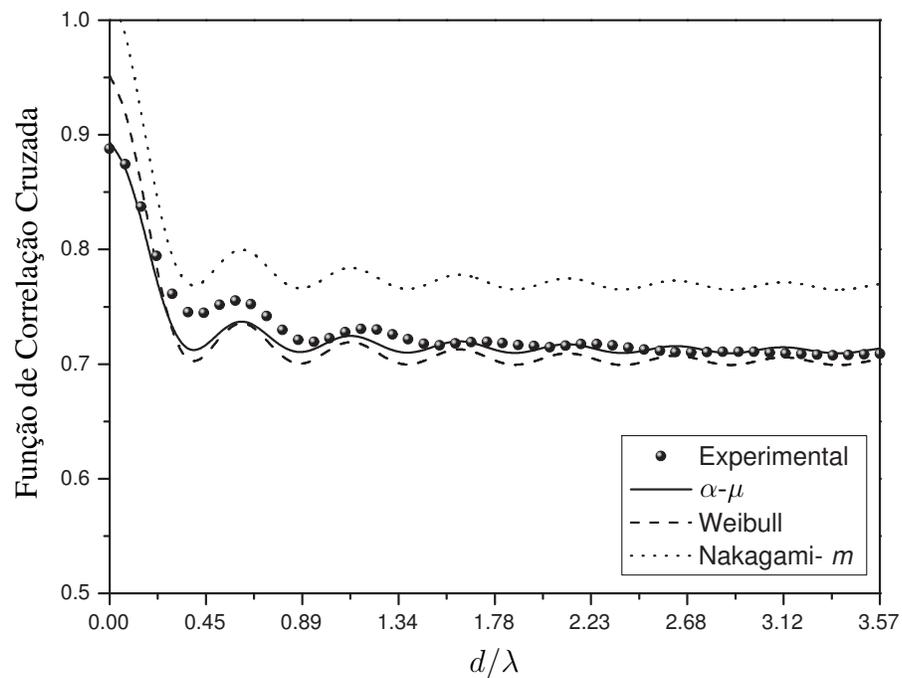


Fig. 5.25: CCFs teóricas *versus* experimentais no cenário de diversidade em frequência (medições *outdoor*). Local: Rua 06 de Agosto.

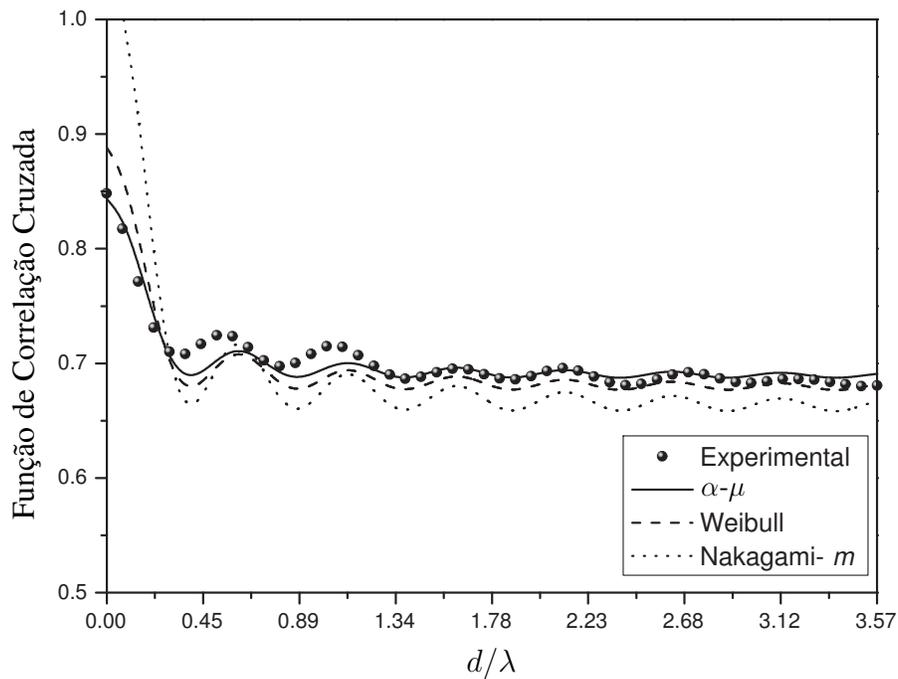


Fig. 5.26: CCFs teóricas *versus* experimentais no cenário de diversidade em frequência (medições *indoor*). Local: FECC Bloco E (nº 47 no mapa).

Tab. 5.2: Valores estimados dos parâmetros de desvanecimento e diversidade.

Parâmetros	Fig. 5.22	Fig. 5.23	Fig. 5.24	Fig. 5.25	Fig. 5.26
α_1	2.14	2.55	2.37	2.06	2.44
μ_1	0.93	0.74	0.83	1.03	0.83
α_2	1.42	1.96	2.06	0.98	1.01
μ_2	1.89	0.50	0.73	1.86	1.43
m_1	1.06	1.18	1.15	1.09	1.21
m_2	0.92	0.40	0.73	0.81	0.34
α_{W_1}	2.05	2.11	2.11	2.09	2.16
α_{W_2}	2.02	1.30	1.72	1.35	1.21
d_a	4.5cm (0.27 λ)	8.33cm (0.5 λ)	9.5cm (0.57 λ)	0	0
ϕ	79	69	74	-	-
$\Delta\omega$	0	0	0	50kHz	100kHz
T	-	-	-	3 μ s	5 μ s
$\min(MSE_\phi)$	7.1E-4	6.9E-4	6.2E-4	-	-
$\min(MSE_{\bar{T}})$	-	-	-	8.4E-5	8.8E-5
$\epsilon_{\alpha-\mu}$	0.35%	0.65%	0.73%	1.08%	0.89%
ϵ_m	0.96%	2.43%	1.03%	6.94%	4.49%
ϵ_W	0.39%	1.23%	1.14%	2.13%	1.75%

Tab. 5.3: Valores estimados para os parâmetros de desvanecimento e para o modelo anisotrópico.

Fig.	Orientação aproximada para o receptor	$\hat{\alpha}$	$\hat{\mu}$	\hat{m}	$\hat{\alpha}_W$	$\hat{\zeta}$	\hat{k}	$\hat{\varphi}$	$\epsilon_{\alpha-\mu}$ (%)	ϵ_{α} (%)	ϵ_m (%)
5.27	paralela	2.39	0.73	1.04	1.98	0.8	9.7	0	0.29	0.33	1.55
5.28	perpendicular	2.19	0.79	0.95	1.91	0.6	5.8	20	1.07	0.92	0.96
5.29	paralela	2.75	0.83	1.53	2.45	0.8	10	0	0.40	0.45	1.30
5.30	perpendicular	1.99	1.03	1.02	2.02	0.9	4.9	45	0.58	0.96	1.17

em que r_i é a i -ésima amostra da amplitude, N é o número total de amostras, Δ é a diferença discreta relativa à distância e $\hat{A}_R(\cdot)$ denota um estimador experimental de $A_R(\cdot)$.

O coeficiente de correlação experimental foi calculado como

$$\hat{\rho}(\Delta) = \frac{\hat{A}_R(\Delta) - \hat{E}^2(R)}{\hat{V}(R^2)} \quad (5.4)$$

nos quais $\hat{E}(\cdot)$ e $\hat{V}(\cdot)$ denotam o estimador da média e da variância, respectivamente.

Finalmente, os parâmetros α , μ , ζ , k e φ podem ser estimados e, conseqüentemente, as estatísticas de correlação em questão estão prontas para serem desenvolvidas e analisadas.

Assim como na investigação das estatísticas de correlação cruzada, as funções de autocorrelação teóricas foram comparadas com as suas curvas experimentais e traçadas em função de d/λ com os mesmos parâmetros α e μ de desvanecimento. Além disto, o erro médio absoluto, ϵ , foi computado para cada caso.

No total, foram traçados 32 gráficos, considerando todos os ambientes. As Figuras 5.27 a 5.30 mostram alguns deles para autocorrelação com espalhamento anisotrópico, comparando curvas experimentais e teóricas para diferentes parâmetros das distribuições α - μ , Weibull [79] e Nakagami- m [78], e diferentes parâmetros do modelo anisotrópico (ζ , k e φ). Observa-se um excelente ajuste e nota-se que as curvas teóricas tendem a seguir as mudanças de concavidade dos dados experimentais. A Tabela 5.3 mostra os valores dos parâmetros estimados para cada exemplo, bem como os valores mínimos do $MSE_{composto}$ e o erro médio absoluto ϵ . Como esperado, a distribuição α - μ apresentou um melhor desempenho em comparação à Weibull e Nakagami- m , pois possui mais parâmetros para modelar o canal de desvanecimento, o que torna mais realista.

De posse das estatísticas de autocorrelação, agora é possível comparar a formulação do espectro de potência com os dados de campo. Para essa finalidade, utilizou-se a transformada discreta de Fourier (DFT) – implementada pelo algoritmo de FFT – para computar a transformada de Fourier das funções de autocorrelação obtidas experimentalmente. Conseqüentemente, as curvas do espectro de potência da envoltória \hat{S}_R são obtidas. As Figuras 5.31 a 5.33 mostram alguns exemplos interessantes da investigação do espectro de potência das envoltórias α - μ , Weibull e Nakagami- m . Novamente,

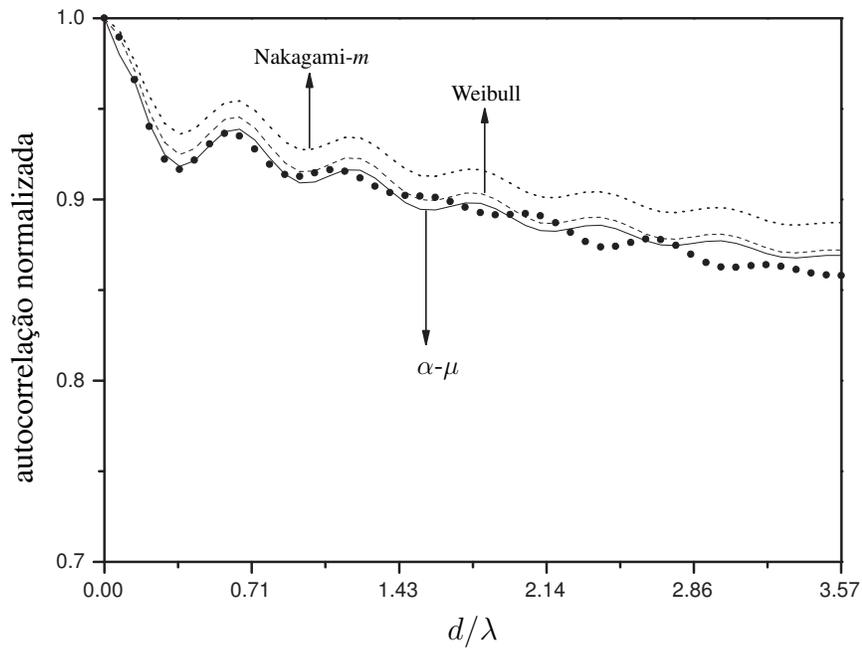


Fig. 5.27: Local: corredor do térreo - Bloco F - FECC (nº 47).

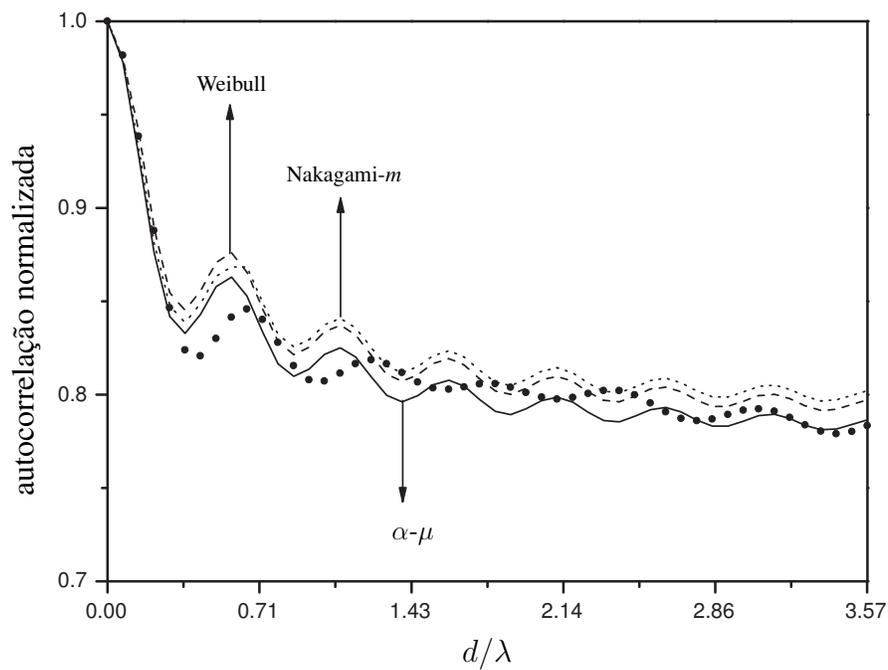


Fig. 5.28: Local: corredor interno do 2º andar - FEC (nº 16).

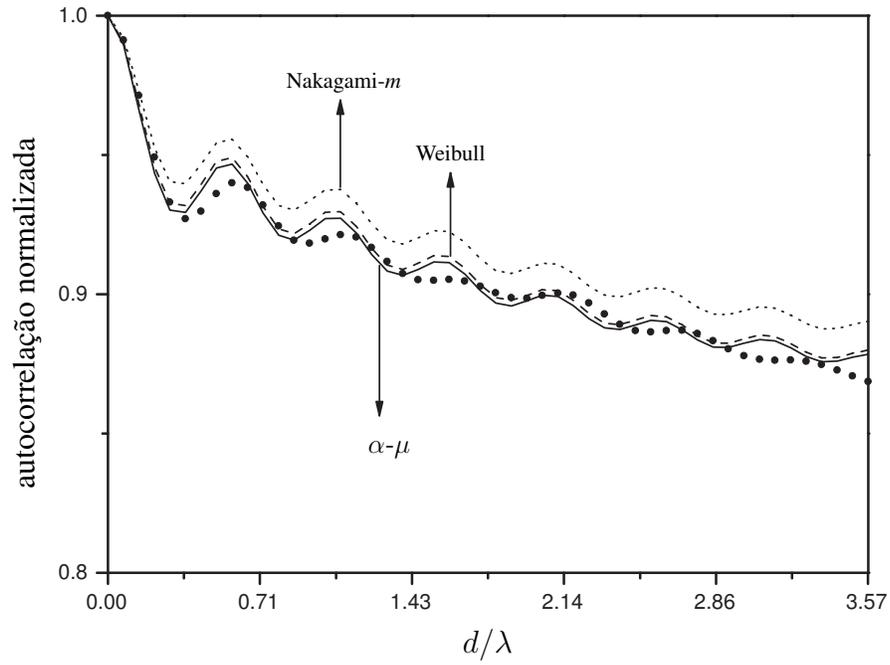


Fig. 5.29: Local: fundos (interior) do DEMIC (nº 48).

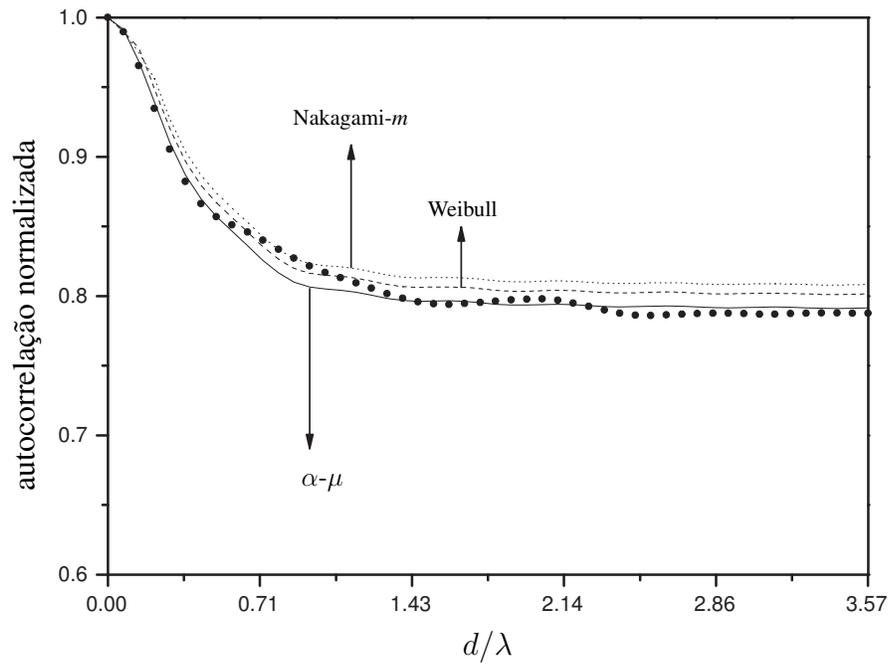


Fig. 5.30: Local: lateral (exterior) do prédio da CPG/FEEC (nº 47).

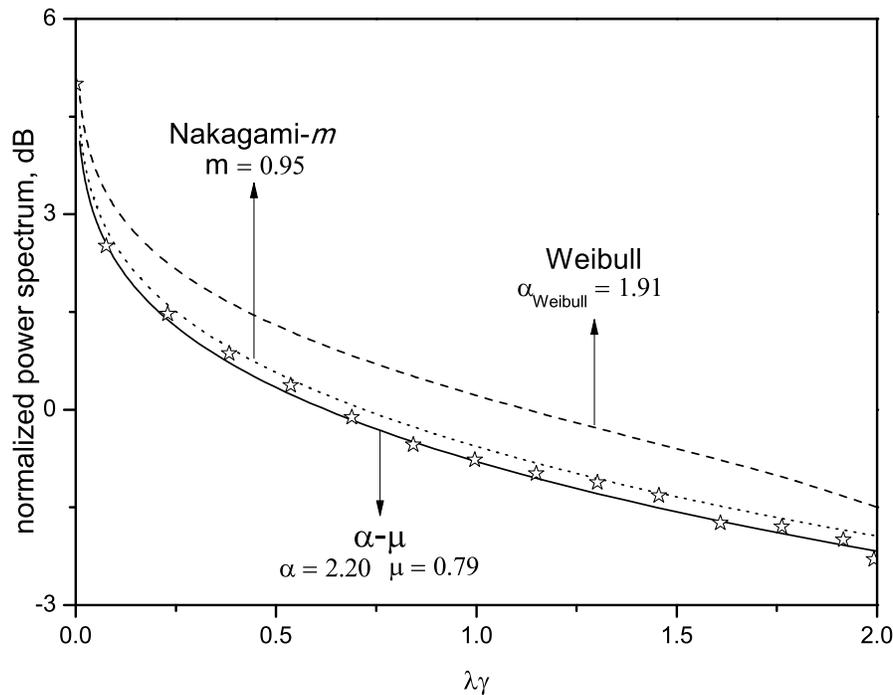


Fig. 5.31: Espectro de Potência teórico *versus* experimental. Ambiente *Indoor*. Local: 2º andar - FEC (nº 16 no mapa).

uma excelente concordância pode ser observada com vantagem para o modelo generalizado de desvanecimento α - μ . Estes resultados, de fato, são capazes de validar as formulações apresentadas para canais α - μ em ambientes isotrópicos e anisotrópicos.

5.3 Conclusões

Este capítulo apresentou contribuições experimentais ao modelo de canal α - μ . Medições de campo foram realizadas e os ambientes investigados ilustraram de forma representativa o desempenho das estatísticas de primeira e segunda ordens da distribuição α - μ . As formulações teóricas foram confrontadas com os dados experimentais e um resultado excelente foi obtido: a validação da distribuição α - μ . Ressalte-se, ainda, a flexibilidade e a simplicidade de implementação da distribuição, tornando-a um modelo muito atrativo para aplicações do canal rádio-móvel. Ainda, os resultados investigados comprovam a vantagem da distribuição α - μ em comparação com os modelos tradicionais de Weibull e Nakagami- m .

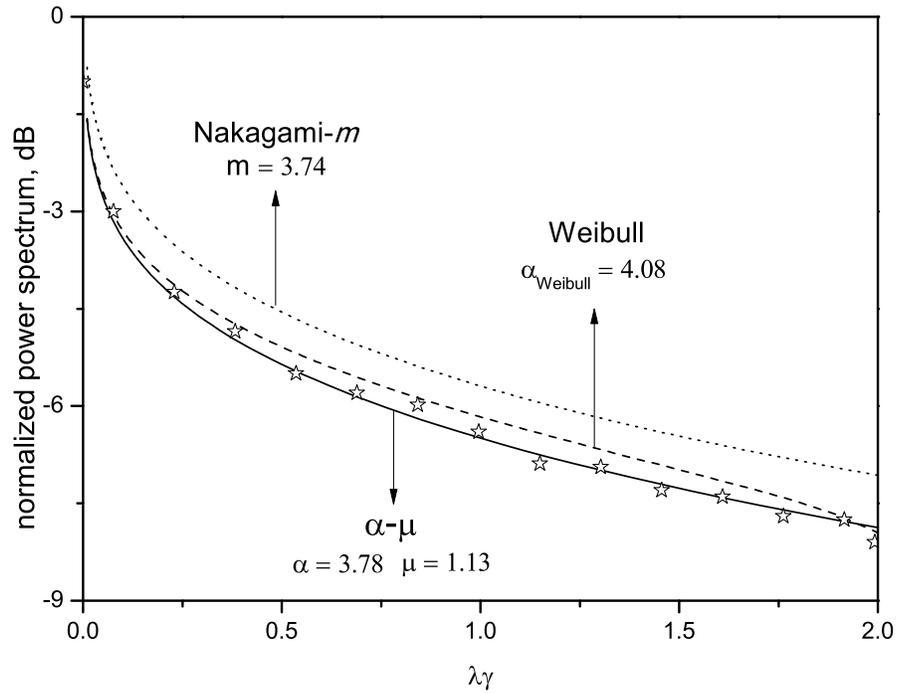


Fig. 5.32: Espectro de Potência teórico *versus* experimental. Ambiente *Outdoor*. Local: Estacionamento da reitoria.

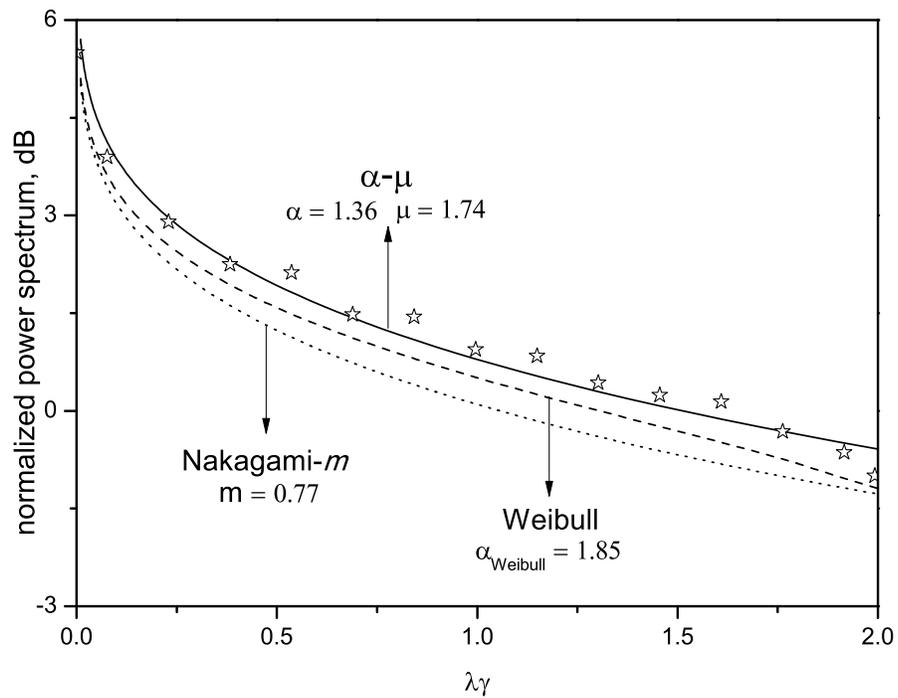


Fig. 5.33: Espectro de Potência teórico *versus* experimental. Ambiente *Indoor*. Local: 3º andar - FEC (nº 16 no mapa).

Capítulo 6

Considerações Finais

O estudo da distribuição de fase e das estatísticas de primeira ordem e ordem superior da envoltória constituem tópicos essenciais para a caracterização do canal rádio-móvel em comunicações sem fio. As formulações obtidas para a distribuição conjunta da envoltória e da fase para canais κ - μ são originais e sua validação prática é um trabalho pioneiro em comunicações sem fio [67]. O modelo de fase da distribuição κ - μ foi investigado com dados práticos através de medições em ambientes *on-body*. Esta experiência comprovou a eficácia da aplicação do modelo em redes sem fio, o que pode incentivar que outros trabalhos sejam realizados neste campo ainda incipiente da literatura.

Considerando o modelo de canal α - μ , foram apresentadas suas estatísticas de primeira ordem e deduzidas formulações para as estatísticas de ordem superior. Medições de campo foram realizadas em diversos tipos de ambientes de propagação através de um sistema construído especialmente para este fim. As técnicas de medições apresentadas contemplaram o uso de uma e duas portadoras, em ambientes isotrópicos e anisotrópicos, com diversidades espacial e em frequência na recepção. Os dados experimentais validaram amplamente a distribuição generalizada de desvanecimento α - μ , assim como mostraram a sua vantagem quando usados os dados de campo, em relação aos modelos tradicionais de Weibull e Nakagami- m .

O sistema de medição utilizado e reconfigurado neste trabalho foi originalmente proposto em [72] e otimizado em [83]. A maioria das dificuldades e propostas de investigações futuras citadas em [72,83] foram contempladas nesta tese. São elas: (i) melhor alinhamento do fototransistor com o LED no circuito amostrador, (ii) inserção de amortecimento mecânico na placa do circuito amostrador, (iii) diminuição da carga através da retirada do *no-break*, (iv) aumento de autonomia com a troca das baterias DC e (v) inserção da curva de calibração dos analisadores de sinais no programa de aquisição de dados.

Neste momento, o veículo receptor encontra-se com uma carga bastante reduzida em relação à sua versão original. Isso torna o sistema mais prático para campanhas de medições longas, em terrenos e

condições irregulares. Um outro ponto que vale ressaltar é a técnica de medição de múltiplos sinais com uma referência de amostragem única. De fato, esta idéia de única referência para a aquisição de sinais é realmente bem interessante, confiável e diferenciada na literatura. Boa parte dos trabalhos de aquisição multiportadora faz uso de técnicas temporais (diferença de tempo) na aquisição das amostras. Aqui, nenhuma consideração deste tipo precisa ser feita. Todos os sinais são coletados, exatamente, no mesmo instante de tempo.

6.1 Investigações Futuras

Dando continuidade às estatísticas de fase, é oportuno obter a taxa de cruzamento de fase para canais κ - μ e também investigar as suas aplicações práticas.

Outra possível investigação futura é a obtenção de formulações fechadas para o espectro de potência e para o coeficiente de correlação cruzada, contemplando ambientes com espalhamento anisotrópico.

Com relação ao sistema de medição de campo, é interessante também contar com mais equipamentos para realizar campanhas de medições em outras faixas de frequência, tais como, por exemplo, 2.4, 3.5 e 5.8 GHz. Para este fim, é fácil notar que o sistema radiante deverá ser adaptado para operar com a faixa de frequência em questão.

Além de investigar as distribuições generalizadas de desvanecimento em ambientes reais, é também importante obter as estatísticas tanto de primeira quanto de segunda ordens dos parâmetros de desvanecimento α , η , κ destas distribuições a partir de dados de campo. Podem ser aproveitadas amostras existentes, assim como novas campanhas de medições podem ser realizadas para esta investigação. O que ameniza a dificuldade desta última proposta é o fato de que o sistema de medição de campo atual está pronto para cumprir mais esta possível meta.

As propostas de trabalhos futuros aqui apresentadas pretendem preencher lacunas ainda existentes na literatura. É de conhecimento geral que o crescente aumento do número de usuários dos serviços de comunicações sem fio tem feito com que necessitemos entender, compreender bem e modelar os fenômenos que ocorrem nos mais variados ambientes. As novas tecnologias continuarão surgindo e as pessoas utilizarão cada vez mais os recursos oferecidos. Espera-se que este trabalho tenha contribuído com novos elementos para melhorar o entendimento e o planejamento das redes sem fio.

Referências Bibliográficas

- [1] S. Cherry, “thx 4 the revnu - [data],” *IEEE Spectrum*, vol. 45, no. 10, pp. 76–76, Oct. 2008.
- [2] ———, “Cloud Computing Drives Mobile Data Growth,” *IEEE Spectrum*, vol. 49, no. 10, pp. 68–68, Oct. 2009.
- [3] M. Wehner, L. Olikar, and J. Shalf, “A Real Cloud Computer,” *IEEE Spectrum*, vol. 49, no. 10, pp. 24–29, Oct. 2009.
- [4] R. H. Clarke, “A statistical theory of mobile-radio reception,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, pp. 957–1000, Jul.–Aug. 1968.
- [5] S. O. Rice, “Mathematical analysis of random noise,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 23, no. 3, pp. 282–332, Jul. 1944.
- [6] ———, “Mathematical analysis of random noise,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 24, no. 1, pp. 46–156, Jan. 1945.
- [7] R. S. Hoyt, “Probability functions for the modulus and angle of the normal complex variate,” *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 26, pp. 318–359, Apr. 1947.
- [8] M. Nakagami, *The m-Distribution - A General Formula of Intensity Distribution of Rapid Fading*, ser. Statistical Methods in Radio Wave Propagation. W. C. Hoffman, Ed. Elmsford, NY: Pergamon, 1960, pp. 3–36.
- [9] M. D. Yacoub, D. B. da Costa, U. S. Dias, and G. Fraidenraich, “Joint Statistics for Two Correlated Weibull Variates.” *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.*, vol. 4, pp. 129–132, May 2005.
- [10] H. Suzuki, “A Statistical Model for Urban Radio Propagation,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 7, pp. 673–679, Jul. 1977.
- [11] G. Tzeremes and C. G. Christodoulou, “Use of Weibull distribution for describing outdoor multipath fading,” in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp.*, vol. 1, Jun. 2002, pp. 232–235.

- [12] J. D. Parsons, *The Mobile Radio Channel*, 2nd ed. Chichester, U.K.: Wiley, 2000, vol. 1.
- [13] C.-X. Wang, N. Youssef, and M. Patzold, "Level-crossing rate and average duration of fades deterministic simulation models for Nakagami-Hoyt fading channels," in *Proc. 5th Int. Symp. Wireless Pers. Multimedia Commun.*, vol. 1, Oct. 2002, pp. 232–235.
- [14] S. Stein, "Fading channel issues in system engineering," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. SAC-5, no. 2, pp. 68–69, Feb. 1987.
- [15] M. D. Yacoub, "The κ - μ and the η - μ distribution," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 49, no. 1, pp. 68–81, Feb. 2007.
- [16] ———, "The α - μ Distribution: A Physical Fading Model for the Stacy Distribution," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 1, pp. 27–34, Jan. 2007.
- [17] F. C. Martins, H. B. Tercius, and M. D. Yacoub, "Validating the η - μ distribution and the κ - μ distribution," in *International Workshop on Telecommunications (IWT)*, 2004.
- [18] U. S. Dias and M. D. Yacoub, "On the α - μ Autocorrelation and Power Spectrum Functions: Field Trials and Validation," in *IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, Honolulu, USA, Nov.-Dec. 2009.
- [19] ———, "On the α - μ Cross-Correlation Function: Field Trials and Validation," in *SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference (IMOC)*, Belém, Brazil, Nov. 2009.
- [20] L. Amoroso, "Ricerche intorno alla curva dei redditi," *Ann. Mat. Pura Ser.*, vol. 4, no. 21, pp. 123–159, 1925.
- [21] E. W. Stacy, "A generalization of the Gamma distribution," *Annal. Math. Stat.*, vol. 33, no. 3, pp. 1187–1192, Sep. 1962.
- [22] M. Nakagami and M. Nishio, "Generalized forms of the basic distributions," in *Ann. Conv. Record*, Japan, 1954.
- [23] S. L. Cotton and W. G. Scanlon, "High-order statistics for κ - μ distribution," *IEE Electron. Lett.*, vol. 43, no. 22, Oct. 2007.
- [24] X. Wang and N. C. Beaulieu, "Switching rates of two-branch selection diversity in κ - μ and α - μ distributed fading," *IEEE Trans. Wir. Commun.*, vol. 8, no. 4, pp. 1667–1671, Apr. 2009.

- [25] N. Sood, A. K. Sharma, and M. Uddin, "BER Performance of OFDM-BPSK and -QPSK over Generalized α - μ Fading Distribution," in *IEEE International Advance Computing Conference (IACC)*, Patiala, India, Mar. 2009, pp. 1197–1199.
- [26] Y. Song, H. Shin, and W. Kim, "Asymptotic SEP for M-PSK Signals over α - μ Fading Channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, no. 9, pp. 675–677, Sep. 2008.
- [27] C. C. Chai and T. T. Tjhung, "Unified Laguerre Polynomial-Series-Based Distribution of Small-Scale Fading Envelopes," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 58, no. 8, pp. 3988–3999, Oct. 2009.
- [28] S. L. Cotton, W. G. Scanlon, and J. Guy, "The κ - μ Distribution Applied to the Analysis of Fading in Body to Body Communication Channels for Fire and Rescue Personnel," *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.*, vol. 7, pp. 66–69, 2008.
- [29] K. Peppas, F. Lazarakis, A. Alexandridis, and K. Dangakis, "Error performance of digital modulation schemes with MRC diversity reception over η - μ fading channels," *IEEE Trans. Wir. Commun.*, vol. 8, no. 10, pp. 4974–4980, Oct. 2009.
- [30] A. Papoulis, *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*, 4th ed., 2002.
- [31] C. Tepedelenlioglu, A. Abdi, G. B. Giannakis, and M. Kaveh, "Estimation of Doppler spread and signal strength in mobile communications with applications to handoff and adaptive transmission," *Wireless Commun. Mobile Comput.*, vol. 1, pp. 221–242, Apr.-Jun. 2001.
- [32] L. Krasny, H. Arslan, D. Koilpillai, and S. Chennakeshu, "Doppler spread estimation in mobile radio systems," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, no. 5, pp. 197–199, May 2001.
- [33] A. K. Gupta and M. D. Grossi, "Effects of Nonzero-Centroid and Skewness of Fading Spectrum on Incoherent FSK and DPSK Error Probabilities," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 32, no. 2, pp. 201–206, Feb. 1984.
- [34] P. A. Bello and B. D. Nelin, "The Influence of Fading Spectrum on the Binary Error Probabilities of Incoherent and Differentially Coherent Matched Filter Receivers," *IRE Trans. Commun. Sys.*, vol. 10, no. 2, pp. 160–168, Jun. 1962.
- [35] G. L. Stüber, *Principles of Mobile Communication*. Springer, 2001.
- [36] A. Duel-Hallen, S. Q. Hu, and H. Hallen, "Long-range prediction of fading signals: enabling adapting transmission for mobile radio channels," *IEEE Signal Processing Mag.*, vol. 17, pp. 62–75, May 2000.

- [37] M. D. Austin and G. L. Stüber, “Velocity adaptive handoff algorithms for microcellular systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 549–461, Aug. 1994.
- [38] A. J. Goldsmith, L. J. Greenstein, and G. J. Foschini, “Error statistics of real-time power measurements in cellular channels with multipath and shadowing,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 439–446, Aug. 1994.
- [39] J. M. Holtzman and A. Sampath, “Adaptive averaging methodology for handoffs in cellular systems,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 44, no. 1, pp. 59–66, Feb. 1995.
- [40] A. J. Goldsmith and S.-G. Chua, “Variable-rate variable-power MQAM for fading channels,” *IEEE Trans. Comm.*, vol. 45, no. 10, pp. 1218–1230, Oct. 1997.
- [41] M. J. Chu and W. E. Stark, “Effect of mobile velocity on communications in fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 1, pp. 202–210, Jan. 2000.
- [42] C. Tepedelenlioglu, “Performance analysis of velocity (Doppler) estimators in mobile communications,” in *Int. Conf. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 3, no. 5, Orlando, FL, May 2002, pp. III2201–III2204.
- [43] F. Yamazaki and M. Shinozuka, “Digital generation of non-Gaussian stochastic fields,” *J. Eng. Mechan.*, vol. 114, no. 7, pp. 1183–1197, 1988.
- [44] G. Deodatis and R. C. Micaletti, “Simulation of highly skewed non-Gaussian stochastic processes,” *J. Eng. Mechan.*, vol. 127, no. 12, pp. 1284–1295, 2001.
- [45] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*. New York: Wiley, 1974.
- [46] M. D. Yacoub, C. R. C. M. da Silva, and J. E. V. Bautista, “Second-order statistics for diversity-combining techniques in Nakagami-fading channels,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, no. 6, pp. 1464–1470, Nov. 2001.
- [47] G. Fraidenraich, J. C. S. Santos Filho, and M. D. Yacoub, “Second-order statistics of maximal-ratio and equal-gain combining in Hoyt fading,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 1, Jan. 2005.
- [48] G. Fraidenraich, M. D. Yacoub, and J. C. S. Santos Filho, “Second-order statistics of maximal-ratio and equal-gain combining in Weibull fading,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 6, Jun. 2005.
- [49] J. I. Marcum, “A statistical theory of target detection by pulsed radar,” *IRE Trans. Inf. Theory*, vol. 29, pp. 59–267, Nov. 1960.

- [50] S. O. Rice, "Statistical properties of a sine wave plus random noise," *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 109–157, Jan. 1948.
- [51] J. H. Roberts, *Angle Modulation*. Stevenage, U.K.: Peregrinus, 1977.
- [52] R. F. Pawula, "On the theory of error rates for narrowband signals digital FM," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 29, pp. 1634–1643, Nov. 1981.
- [53] M. Schwartz, W. R. Bennett, and S. Stein, *Communication Systems and Techniques*. IEEE Press, 1996.
- [54] M. K. Simon, S. M. Hinedi, and W. C. Lindsey, *Digital Communication Techniques: Signal Design and Detection*. Prentice Hall, 1995.
- [55] P. Beckmann, *Probability in Communication Engineering*. New York: Harcourt, Brace & World, 1967.
- [56] J. G. Proakis, "Probabilities of error for adaptive reception of M -phase signals," *IEEE Trans. on Commun. Technol.*, vol. 16, no. 1, pp. 71–81, Feb. 1968.
- [57] ———, *Digital Communications*, 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [58] C. M. Lo and W. H. Lam, "Error probability of binary phase shift keying in Nakagami- m fading channel with phase noise," *IEE Electron. Lett.*, vol. 36, no. 21, pp. 1773–1774, Oct. 2000.
- [59] I. A. Falujah and V. K. Prabhu, "Performance analysis of PSK systems in the presence of slow fading, imperfect carrier phase recovery, and AWGN," *IEE Proc.-Commun.*, vol. 152, no. 6, pp. 903–911, Dec. 2005.
- [60] N. C. Sagias and G. K. Karagiannidis, "Effects of carrier phase error on EGC receivers in correlated Nakagami- m fading," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 7, pp. 580–582, Jul. 2005.
- [61] G. T. F. de Abreu, "On the Generation of Tikhonov Variates," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 56, no. 7, pp. 1157–1168, Jul. 2008.
- [62] S. O. Rice, *Statistical properties of random noise currents*. N.Wax, Ed. New York: Dover, 1954, pp. 184–246.
- [63] M. D. Yacoub, G. Fraidenraich, and J. C. S. Santos Filho, "Nakagami- m phase-envelope joint distribution," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 5, Mar. 2005.

- [64] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. New York: Dover, 1972.
- [65] Y. Ma and D. Zhang, "Complex Nakagami channel simulator with accurate phase and auto-correlation properties," in *IEEE Global Telecommunications Conference*, Washington, DC, USA, Nov. 2007, pp. 3847–3851.
- [66] D. B. da Costa, M. D. Yacoub, J. C. S. S. Filho, G. Fraidenraich, and J. R. Mendes, "Generalized Nakagami- m phase crossing rate," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, no. 1, pp. 13–15, Jan. 2006.
- [67] S. L. Cotton, U. S. Dias, W. G. Scanlon, and M. D. Yacoub, "On the Distribution of Signal Phase in Body Area Networks," *Submitted, IEEE Commun. Lett.*, 2010.
- [68] U. S. Dias and M. D. Yacoub, "The κ - μ Joint Phase-Envelope Distribution," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 1, Jan. 2009.
- [69] D. B. da Costa and M. D. Yacoub, "The η - μ Joint Phase-Envelope Distribution," *IEEE Ant. and Wireless Prop. Lett.*, vol. 6, pp. 195–198, 2007.
- [70] S. L. Cotton, G. A. Conway, and W. G. Scanlon, "A Time-Domain Approach to the Analysis and Modeling of On-Body Propagation Characteristics Using Synchronized Measurements at 2.45 GHz," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 57, no. 4, pp. 943–955, Apr. 2009.
- [71] G. A. Conway, S. L. Cotton, and W. G. Scanlon, "An Antennas and Propagation Approach to Improving Physical Layer Performance in Wireless Body Area Networks," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 27, no. 1, pp. 27–36, Jan. 2009.
- [72] H. B. Tercius, M. D. Yacoub, L. F. Crocomo, L. C. Kretly, F. C. Martins, and A. F. de Toledo, "Eadmec - equipamento de aquisição de dados modular espacialmente controlado." Congresso Brasileiro de Ensino de Engenharia, COBENGE, Set. 2003.
- [73] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*. Florida: CRC Press, 1993.
- [74] J. Hiroshi, "1.2 GHz band wave propagation measurements in concrete building for indoor radio communications," *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. VT-35, no. 4, pp. 146–152, Nov. 1986.
- [75] M. D. Yacoub, J. E. V. Bautista, and L. G. de Rezende Guedes, "On Higher Order Statistics of the Nakagami- m Distribution," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, no. 3, pp. 790–794, May 1999.

- [76] R. Von Mises, “Über die ‘Ganzzahligkeit’ der Atomgewicht und verwandte Fragen,” *Phys. Z.*, vol. 19, pp. 490–500, 1918.
- [77] R. Gonin and A. H. Money, *Nonlinear L_p -Norm Estimation*. New York: Marcel-Dekker, 1989.
- [78] U. S. Dias, M. D. Yacoub, J. C. S. Santos Filho, G. Fraidenraich, and D. B. da Costa, “On the nakagami- m autocorrelation and power spectrum functions: Field trials and validation,” in *SBrT/IEEE International Telecommunications Symposium, ITS’06*, Fortaleza-CE, Brazil, Sep. 2006.
- [79] U. S. Dias, M. D. Yacoub, G. Fraidenraich, D. B. da Costa, and J. C. S. Santos Filho, “On the weibull autocorrelation and power spectrum functions: field trials and validation,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, pp. 710–712, Oct. 2006.
- [80] A. F. Toledo, “Narrowband Characterisation of Radio Transmissions into and within Buildings at 900, 1800, and 2300 MHz,” Ph.D. dissertation, Dept. Elec. Eng. and Electron., Univ. of Liverpool, U.K., May 1992.
- [81] B. Davis and R. Bogner, “Propagation at 500MHz for mobile radio,” *IEE Proc.*, vol. 5, Aug. 1985.
- [82] J. Horikoshi, K. Tanaka, and T. Morinaga, “1.2 GHz Band Wave Propagation Measurements in Concrete Building for Indoor Radio Communications,” *IEEE Trans. Vehic. Technol.*, vol. 35, no. 4, 1986.
- [83] U. S. Dias, “Validação de estatísticas de ordem superior para canais com desvanecimento weibull e nakagami- m ,” Master’s thesis, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Unicamp, 2006.

Apêndice A

Dada a PDF $f_{|Z|}(z)$, Encontrar a PDF $f_Z(z)$

Este caracteriza um problema de probabilidade muito geral para o qual uma solução original é proposta aqui. Seja

$$f_Z(z) = g(z)f_{|Z|}(|z|) \quad (\text{A.1})$$

$g(z) > 0$, $-\infty < z < \infty$, a solução proposta. Como bem conhecido,

$$f_{|Z|}(z) = f_Z(z) + f_Z(-z) , \quad (\text{A.2})$$

$z \geq 0$. Usando (A.1) em (A.2), então

$$f_{|Z|}(z) = g(z)f_{|Z|}(|z|) + g(-z)f_{|Z|}(|z|) \quad (\text{A.3})$$

Do exposto acima (A.3)

$$g(z) + g(-z) = 1 \quad (\text{A.4})$$

A Equação (A.4) estabelece que qualquer função que satisfaça essa condição pode ser utilizada para obter a PDF $f_Z(z)$ a partir da PDF $f_{|Z|}(z)$. É apropriado, entretanto, escolher $g(z)$ tal para que algumas condições de contorno sejam satisfeitas. Neste ponto, por conveniência, escreve-se a PDF $f_Z(z)$ como $f_Z(z; \mathbf{A})$, onde \mathbf{A} é um vetor de parâmetros da densidade. A PDF correspondente do seu módulo é $f_{|Z|}(z; \mathbf{A})$. Um função que satisfaz (A.4) é

$$g(z) = \frac{f_Z(z; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0)}{f_{|Z|}(|z|; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0)} \quad (\text{A.5})$$

onde \mathbf{A}_0 é qualquer valor de \mathbf{A} . A prova é a seguinte. Usando (A.5)

$$g(z) + g(-z) = \frac{f_Z(z; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0) + f_Z(-z; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0)}{f_{|Z|}(|z|; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0)} \quad (\text{A.6})$$

Como $f_{|Z|}(z; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0) = f_Z(z; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0) + f_Z(-z; \mathbf{A} = \mathbf{A}_0)$, então a condição $g(z) + g(-z) = 1$, $z \geq 0$, está satisfeita. Agora, é necessário provar que $f_Z(z) = g(z)f_{|Z|}(|z|)$ é uma PDF válida. Note que $g(z) > 0$. Consequentemente, é suficiente provar que

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_Z(z) dz = 1 \quad (\text{A.7})$$

Antes de provar este passo, a partir de (A.4) pode ser visto que

$$E_{|Z|}[g(x)] + E_{|Z|}[g(-x)] = 1 \quad (\text{A.8})$$

Agora, a partir de (A.1) e (A.7), tem-se

$$\int_{-\infty}^{\infty} f_Z(z) dz = \int_{-\infty}^{\infty} g(z) f_{|Z|}(|z|) dz \quad (\text{A.9})$$

$$= \int_{-\infty}^0 g(z) f_{|Z|}(|z|) dz + \int_0^{\infty} g(z) f_{|Z|}(|z|) dz \quad (\text{A.10})$$

$$= E_{|Z|}[g(x)] + E_{|Z|}[g(-x)] = 1 \quad (\text{A.11})$$

conforme desejado.

Apêndice B

Especificações Técnicas

Este apêndice fornece as especificações técnicas dos componentes utilizados na montagem do equipamento de aquisição de dados. O sistema foi projetado para operar na frequência de operação de 1.8 GHz.

- **Roda dentada:** Feita em chapa de alumínio de 1,2mm, com 57 dentes. Esta roda é acoplada a uma quinta roda que fica presa ao equipamento de aquisição de dados através de um braço mecânico. Este braço permite a movimentação do conjunto quinta roda/roda dentada no sentido vertical.
- **Circuito amostrador:** Já descrito na Seção 3.2.1.
- **Antenas Receptoras:** Kathrein, modelo K704784. Faixa de frequência de operação 1710-1880 MHz. Conexão cabo RG 174.
- **Atenuadores:** Agilent, modelo 8496A. Faixa de frequência 0-4 GHz. Atenuação variável de 0-110 dB, em passos de 10 dB.
- **Amplificadores:** Mini-circuits, modelo ZHL-1724HLN-case NN92. Frequência de operação 1700-2400 MHz. Amplificação de 40 dB e alimentação na faixa de 12-16 VDC.
- **Analísadores de espectro:** (1) Agilent, modelo 8593E, com frequência de operação de 0-22 GHz. (2) Agilent, modelo E4408B, com frequência de operação de 9 kHz-26.5 GHz.
- **Placa de aquisição:** Labjack, modelo U12 (Labjack U12). Conectada ao PC ou a um HUB através de uma porta USB (Barramento Serial Universal). A porta USB fornece alimentação e comunicação para a placa Labjack U12. Composta por um conector USB, um conector DB25 para entradas/saídas digitais e trinta terminais do tipo parafuso (*screw*).

- **Computador portátil:** Dell Latitude D610. Processador Intel Pentium M 2.13 GHz, 1 GB de memória RAM, disco rígido de 80 Gb.
- **Inversor:** GET, modelo Ecolight. Potência máxima de saída de 300 W, tensão de entrada 12 Vcc, tensão de saída 115 Vca, frequência de saída 60 Hz.
- **Baterias:** AC Delco, modelo 22A070D1 (ECO), 12 V, 70 Ah.

Apêndice C

Pós-processamento dos sinais – Código-fonte do programa

Este apêndice fornece o código-fonte em MatLab do programa de computador que calcula a média móvel (*moving average*) e os desvanecimentos lento e rápido.

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%PROGRAMA
validos=0;
descartados=0;
t=0;
med=0;
cont=0;
i=1;
clear sinal;%valores de nível de sinal em mW
clear sinalplot;%valores de nível de sinal em dBm
clear S;
clear R;
clear M;
temp='111';
tempant='';
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
path='d:\ugo\';
nomearq=input('\nEntre com o nome do arquivo    -> ');
nomearquivo=strcat(path,'\',nomearq,'.txt');
fid=fopen(nomearquivo,'r'); %abre o arquivo
while 1
    med=med+1;
    if cont<6
        cont=cont+1;
        linha = fgetl(fid);
        disp(linha)
```

```
else
    linhaindes=fgets(fid,34);

    if linhaindes~-1
        string=fgets(fid,26);
        tempant=temp;
        temp=str2num(string);
        t=t+1;
        if ~isempty(temp),
            if and(temp>(-122.00),temp<(-20.00))
                sinalplot(i)=temp;
                i=i+1;
                validos=validos+1;
            else
                descartados=descartados+1;
            end
        else
            if ~isempty(tempant)
                i=i-1;
                validos=validos-1;
                if i==0
                    i=1;
                end
            end
        end
    else
        break
    end

end
if ~isstr(linha), break, end
end
fclose(fid);
sinalplot=sinalplot';
Valor_minimo=min(sinalplot);
Valor_maximo=max(sinalplot);
Diferenca=max(sinalplot)-min(sinalplot);
save(strcat(path,'\','dados filtrados','\ ',nomearq),'sinalplot');
sinal=10.^(sinalplot/10);
```

```

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%Calcula a média móvel (moving average), o desvanecimento lento e
rapido
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
temp=input('\nEntre com o tamanho da janela móvel (enter=450)--> ');
if isempty(temp)
    temp=450;
end
k=round((temp-1)/2);
S=sinalplot;
M=zeros(length(sinal)-temp,1);
R=zeros(length(sinal)-temp,1);
Splot=S(k+1:length(S)-k);
Sm=10.^(S./10);
j=1;
for i=k+1:length(S)-k,

    M(j)=10*log10(mean(Sm(i-k:i+k))); %valor em dBm - Desvanecimento
Lento
    R(j)=S(i)-M(j); %valor em dB (dBm - dBm) - Desvanecimento Rapido
    j=j+1;
end
save(strcat(path,'dados filtrados','\ ',nomearq),'R');
fid = fopen(strcat(path,'dados filtrados','\R_',nomearq,'.txt'),'w');
fprintf(fid,'%6.4f\n',R);
fclose(fid);
mediasinal=10*log10(mean(10.^(M./10))); %valor em dBm
Valor_maximo
Valor_minimo
Diferenca
descartados
mediasinal

```