

UNIVERSIDADE FEDERAL FLUMINENSE
CENTRO TECNOLÓGICO
MESTRADO EM ENGENHARIA DE TELECOMUNICAÇÕES

LUIZ CARLOS FIGUEIRA NOGUEIRA

ANÁLISE DE MEDIDAS DE SISTEMAS MIMO NA FREQUÊNCIA DE 2,4 GHz EM
AMBIENTES INTERNOS E EXTERNOS

NITERÓI
2008

LUIZ CARLOS FIGUEIRA NOGUEIRA

ANÁLISE DE MEDIDAS DE SISTEMAS MIMO NA FREQUÊNCIA DE 2,4 GHz EM
AMBIENTES INTERNOS E EXTERNOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas de Comunicações Móveis

Orientador: Prof. Dr. Julio Cesar Rodrigues Dal Bello

Niterói

2008

Ficha Catalográfica elaborada pela Biblioteca da Escola de Engenharia e Instituto de Computação da UFF

N778 Nogueira, Luiz Carlos Figueira.

Análise de medidas de sistemas MIMO na frequência de 2,4 GHz em ambientes internos e externos / Luiz Carlos Figueira Nogueira. – Niterói, RJ : [s.n.], 2008.

132 f.

Orientador: Julio César Rodrigues Dal Bello.

Dissertação (Mestrado em Engenharia de Telecomunicações) - Universidade Federal Fluminense, 2008.

1. Sistemas de comunicações móveis. 2. Radiopropagação. 3. Antena. 4. Canal rádio-móvel. 5. Engenharia de telecomunicações .I. Título.

CDD 621 38465

LUIZ CARLOS FIGUEIRA NOGUEIRA

ANÁLISE DE MEDIDAS DE SISTEMAS MIMO NA FREQUÊNCIA DE 2,4GHz EM
AMBIENTES INTERNOS E EXTERNOS

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado em Engenharia de Telecomunicações da Universidade Federal Fluminense, como requisito parcial para obtenção do Grau de Mestre. Área de Concentração: Sistemas Comunicações Móveis.

Aprovada em 2 de junho de 2008

BANCA EXAMINADORA

Prof. Julio Cesar Rodrigues Dal Bello, D.Sc. – Orientador
Universidade Federal Fluminense

Prof^a Leni Joaquim de Matos, D.Sc.
Universidade Federal Fluminense

Prof. Eduardo Rodrigues Vale, D.Sc.
Universidade Federal Fluminense

Prof. Glaucio Lima Siqueira, Ph. D.
Pontificia Universidade Católica (PUC) – Rio de Janeiro

Prof. Jorge Luís R. P. de Cerqueira, D.Sc.
Instituto Militar de Engenharia (IME)

Prof^o Alberto Frederico de Andrade, M.C.
Centro Federal de Educação Tecnológica (CEFET-RJ)

Niterói

2008

Dedico este trabalho à minha mãe Elaine Gaio Figueira Nogueira (in memoriam) e avós Leal (in memoriam) e Zulmira (in memoriam), por serem fundamentais em minha formação.

AGRADECIMENTOS

A minha família, Luiz Nogueira, Carlos Felipe e Claudia pelo apoio e incentivo a cultura que sempre recebi.

Ao Professor Julio Cesar R. Dal Bello, pelas orientações e incentivo recebido durante todo o período de mestrado.

Ao amigo Gustavo Bastos pelo auxílio recebido durante todas as campanhas de medidas.

Aos amigos da Diretoria de Desenvolvimento Tecnológico da GMRio, Renato Lira, Ney Marques, Antonio Vinagre, Marcelo Carvalho e Julio Cestario, pelo apoio que recebi em diversos momentos em função dos estudos.

Ao CEFET-RJ pelo apoio que recebo em função dos estudos.

Resumo

Um novo e importante sistema que será implementado em breve nos modernos acessos via rádio utiliza múltiplas antenas transmissoras e múltiplas antenas receptoras. Através deste sistema, conhecido como Sistema MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output System*), é possível melhorar a capacidade e a área de cobertura, tornando o sistema de acesso sem fio mais competitivo em relação ao de acesso cabeado, em termos de taxa de transmissão. Para alcançar e otimizar estes benefícios é necessário que o Sistema MIMO atenda a certos parâmetros, que serão analisados nesta dissertação. Além da análise destes parâmetros, neste trabalho será apresentado um sistema de medidas MIMO (*setup*) na frequência de 2,4 GHz, desenvolvido pelo autor, utilizando a tecnologia WiFi, bem como as campanhas de medidas realizadas em ambientes típicos internos e externos, com análises das mesmas para indicar os benefícios que podem ser alcançados com tais sistemas.

Abstract

A new and important system that will be implemented in the next future in modern wireless systems uses multiples transmitting antennas and multiples receiving antennas. Through this system, known as MIMO (Multiple-Input Multiple-Output System), it is possible to achieve benefits in capacity and coverage area, and let the wireless system better in comparison to the traditional wired systems in terms of data transmission throughput. To achieve and optimize these benefits it is necessary to know some parameters that will be analysed on this work. Besides, in this work it is shown a new MIMO setup system in 2.4 GHz, developed by the author, using Wi-Fi technology, as well as measurement campaigns performed on typical indoor and outdoor places. Analyses are done to check the benefits to be acquired with these systems.

SUMÁRIO

LISTA DE FIGURAS	10
LISTA DE TABELAS	13
1 INTRODUÇÃO.....	14
1.1 HISTÓRICO	15
1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	15
1.3 OBJETIVO	17
1.4 ROTEIRO	17
2 FUNDAMENTOS DE RADIOPROPAGAÇÃO	19
2.1 FENÔMENOS ELETROMAGNÉTICOS	19
2.2 RADIOPROPAGAÇÃO	20
2.2.1 MODELOS DE RADIOPROPAGAÇÃO	20
2.2.2 MODELOS DE RADIOPROPAGAÇÃO PARA SISTEMAS MIMO	21
2.2.2.1 MODELO SUI (STANFORD UNIVERSITY INTERIM).....	22
2.2.2.2 MODELO DE OKUMURA	24
2.2.2.3 MODELO DE OKUMURA-HATA	27
2.2.2.4 MODELO ESTENDIDO DE HATA	28
2.2.2.5 MODELO WALFISH-IKEGAMI	29
3 TEORIA DE CANAL RÁDIO-MÓVEL.....	33
3.1 CONCEITOS BÁSICOS DE CANAL	33
3.2 ANÁLISE DO DESVANECIMENTO.....	35
3.2.1 DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA	36
3.2.1.1 DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA NUM SISTEMA MIMO	39
3.2.2 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA	39
3.2.2.1 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA NUM SISTEMA MIMO	40
3.2.3 PARÂMETROS DO CANAL.....	40
3.2.3.1 FUNÇÕES QUE CARACTERIZAM O CANAL	42
3.3 ENVOLTÓRIA.....	43
3.3.1 MODELO MATEMÁTICO PARA DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA	44
3.3.2 CORRELAÇÃO DA ENVOLTÓRIA.....	45
3.3.3 CARACTERIZAÇÃO DA CORRELAÇÃO	47
3.3.3.1 MEDIDAS DO COEFICIENTE DE CORRELAÇÃO NUM AMBIENTE SIMULADO	50
3.3.4 CORRELAÇÃO DA ENVOLTÓRIA BASEADA NUMA SEPARAÇÃO DE ESPAÇO	51
3.4 FASE.....	55
4 DIVERSIDADE E CAPACIDADE DO CANAL.....	57
4.1 DIVERSIDADE	57
4.2 MULTIPLEXAÇÃO	59
4.3 CAPACIDADE DO CANAL	61
4.4 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA SISO.....	61
4.5 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA SIMO	63
4.6 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA MISO	65
4.7 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA MIMO	65

4.8	CAPACIDADE DE N CANAIS PARALELOS.....	66
4.9	REDUÇÃO DO SISTEMA MIMO A UM SISTEMA DE CANAIS PARALELOS.....	68
4.10	CASO DO “PINHOLE” OU “KEYHOLE”.....	71
4.11	CAPACIDADE ERGÓDICA.....	73
4.12	CAPACIDADE CONDICIONADA	73
4.13	CAPACIDADE DE UM SISTEMA MIMO COM DESVANECIMENTO SELETIVO.....	74
5	MEDIDAS REALIZADAS EM AMBIENTES INTERNOS E EXTERNOS	76
5.1	EQUIPAMENTOS DE MEDIDAS.....	76
5.1.1	EQUIPAMENTO DE TRANSMISSÃO	76
5.1.2	SETUP DE RECEPÇÃO	77
5.2	MEDIDAS EM AMBIENTES INTERNOS.....	80
5.3	PRIMEIRA CAMPANHA DE MEDIDAS EXTERNAS	83
5.4	SEGUNDA CAMPANHA DE MEDIDAS EXTERNAS	85
5.5	ANÁLISE DE SINAIS RECEBIDOS.....	85
5.5.1	ANÁLISE DAS MEDIDAS INTERNAS.....	87
5.5.2	ANÁLISE DAS MEDIDAS EXTERNAS	99
5.6	ANÁLISE DAS MEDIDAS	110
6	CONCLUSÕES	115
6.1	MEDIDAS INTERNAS	115
6.2	MEDIDAS EXTERNAS.....	116
6.3	CONCLUSÃO FINAL	117
6.4	EXPECTATIVA DE UTILIZAÇÃO DO SISTEMA MIMO	118
6.5	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	118
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	119
	ANEXO 1 – RECURSOS COMPUTACIONAIS E PROGRAMAS UTILIZADOS NA DISSERTAÇÃO	125
	ANEXO 2 – FOTOS AMPLIADAS COM O POSICIONAMENTO DAS ANTENAS	137

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Atenuação baseada no modelo SUI, para a frequência de 2,45 GHz e 3 tipos de terreno, com $s=10,6$ dB	24
Figura 2.2 - Atenuação mediana no modelo de Okumura	26
Figura 2.3 - Fator de correção pelo tipo de ambiente, no modelo de Okumura	27
Figura 2.4 - Parâmetros utilizados no modelo de Walfish-Ikegami	32
Figura 3.1 - Ambiente de propagação sem visada	34
Figura 3.2 - Potência recebida num ambiente típico, sem visada (NLOS), na frequência de 1 GHz, com Doppler máximo de 5 Hz.	35
Figura 3.3 - Caracterização do desvanecimento de uma canal	36
Figura 3.4 – Desvanecimento em larga escala e em pequena escala: potência recebida num ambiente sem visada, na frequência de 1 GHz, com Doppler máximo de 5 Hz.....	37
Figura 3.5 - Comportamento da função densidade de probabilidade log-normal para quatro valores diferentes de desvio padrão e média igual a 1	38
Figura 3.6 - Comportamento da função densidade de probabilidade de Rayleigh	40
Figura 3.7 - Ambiente de Bello.....	41
Figura 3.8 - Equações do canal rádio-móvel	42
Figura 3.9 - Funções do canal segundo Bello	43
Figura 3.10 - Ambiente utilizado para desenvolvimento do “modelo em 2D”	44
Figura 3.11 - Coeficiente de correlação da envoltória	47
Figura 3.12 - Coeficiente de correlação	49
Figura 3.13 - Coeficiente de correlação simulado com $\Delta\tau = [0,50]$ ms, Doppler máximo = 40 Hz e Frequência =1 GHz.....	50
Figura 3.14 - Sistema MIMO.....	51
Figura 3.15 - Comparação do coeficiente de correlação dos modelos 2D e 3D, de envoltória e potência em função de βd , onde β é o comprimento de onda e d é a distância.	52
Figura 3.16 - Caracterização do tempo de chegada das ondas nas antenas receptoras, no caso em que estão alinhadas com o transmissor	53
Figura 3.17 - Caracterização do tempo de chegada das ondas nas antenas receptoras, no caso em que estão aproximadamente, à mesma distância do transmissor.	53
Figura 3.18 - Caracterização do tempo de chegada das ondas nas antenas receptoras, no caso em que a trajetória é inclinada	54
Figura 3.19 - Caracterização do tempo, no caso de percursos diferentes, com obstáculo entre as antenas	54
Figura 4.1 - Sistema SIMO com 2 canais	57
Figura 4.2 - Sistema SIMO com N canais	58
Figura 4.3 - MISO com N canais	59
Figura 4.4 - Diversidade com 4 antenas.....	60
Figura 4.5 - Diversidade com 8 antenas.....	60
Figura 4.6 – Canal SISO	61
Figura 4.7 – Sistema SIMO	63
Figura 4.8 – Sistema SIMO com caracterização dos canais H_{11} ao H_{n1}	64
Figura 4.9 – Sistema MISO com caracterização dos canais H_{11} ao H_{1n}	65
Figura 4.10 – Sistema MIMO com caracterização da matriz do canal	66
Figura 4.11 - Caracterização de um sistema com canais N paralelos	66
Figura 4.12 - Caracterização do "Keyhole"	71
Figura 4.13 - Caracterização do "Multi-Keyhole"	72

Figura 5.1 - Transmissor SENAO.....	76
Figura 5.2 - (a) Antenas receptoras, (b) diagrama de irradiação vertical das antena e c) diagrama de irradiação horizontal das antenas	77
Figura 5.3 - Interface do programa computacional Network Stumbler.....	78
Figura 5.4 - Diagrama lógico do sistema de medidas.....	79
Figura 5.5 - Ambiente de medida interno, localizado no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF	81
Figura 5.6 - Ambiente de medida localizado no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF, com a posição das medidas.	82
Figura 5.7 - Antenas de recepção posicionadas no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF.....	82
Figura 5.8 - Vista aérea dos blocos D e E do Campus Praia Vermelha, da UFF.....	83
Figura 5.9 - Posicionamento das antenas receptoras, próximo à entrada do bloco D, no Campus Praia Vermelha da UFF	84
Figura 5.10 - Posições de medida na área externa do Campus Praia Vermelha da UFF.....	84
Figura 5.11 - Segunda campanha de medidas no Campus da Praia Vermelha da UFF.....	85
Figura 5.12 – Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 1), numa janela de 450 segundos.....	88
Figura 5.13– Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 2), numa janela de 450 segundos.....	88
Figura 5.14 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 3), numa janela de 450 segundos.....	89
Figura 5.15 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 1), numa janela de 450 segundos.....	89
Figura 5.16 - Função densidade de probabilidade do enlace 1 na posição 2, relativa à figura 5.12.....	90
Figura 5.17 - Função densidade de probabilidade do enlace 2 na posição 2, relativa à figura 5.13.....	91
Figura 5.18 - Função densidade de probabilidade do enlace 3 na posição 2, relativa à figura 5.14.....	91
Figura 5.19 - Função densidade de probabilidade do enlace 4 na posição 2, relativa à figura 5.15.....	92
Figura 5.20 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 1 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice.....	93
Figura 5.21 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 2 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice.....	94
Figura 5.22 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 3 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice.....	95
Figura 5.23 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 4 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice.....	96
Figura 5.24 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlaces 1 a 4), numa janela de 250 segundos.....	97
Figura 5.25 - Função distribuição de probabilidade dos 4 enlaces, na posição 2.....	98
Figura 5.26 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 1 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos	99
Figura 5.27 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 2 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos	100
Figura 5.28 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 3 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos	100

Figura 5.29 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 1 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos	101
Figura 5.30 - Função densidade de probabilidade do enlace 1 na posição 1, relativa à figura 5.26.....	102
Figura 5.31 - Função densidade de probabilidade do enlace 2 na posição 1, relativa à figura 5.27.....	102
Figura 5.32 - Função densidade de probabilidade do enlace 3 na posição 1, relativa à figura 5.28.....	103
Figura 5.33 - Função densidade de probabilidade do enlace 4 na posição 1, relativa à figura 5.29.....	103
Figura 5.34 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 1 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice.....	104
Figura 5.35 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 2 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice.....	105
Figura 5.36 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 3 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice.....	106
Figura 5.37 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 4 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice.....	107
Figura 5.38 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlaces 1 a 4), numa janela de 550 segundos.....	108
Figura 5.39 - Função distribuição de probabilidade de cada enlace, na posição 1	109
Figura 5.40 - Garantia do enlace versus a garantia do MIMO.....	111

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 - Constante do modelo SUI.....	23
Tabela 5.1 - Características do transmissor	77
Tabela 5.2 - Média da potência recebida em cada enlace.....	90
Tabela 5.3 - Potência média recebida em cada enlace externo.....	101
Tabela 5.4 - Comparação da potência recebida pelo sistema MIMO com o Melhor Canal..	112
Tabela 5.5 - Comparação das médias das medidas internas	113
Tabela 5.6 - Comparação das médias das medidas externas	114

1 INTRODUÇÃO

Os sistemas de comunicações sem fio, principalmente os utilizados nos segmentos de telefonia celular e rede de computadores, apresentaram um amplo desenvolvimento nas últimas décadas, desde a implantação dos primeiros sistemas analógicos, na década de 80, quando o foco dos sistemas era, basicamente, a transmissão de voz, até o momento atual, onde os focos são a transmissão de voz, dados e multimídia.

Entre os sistemas que evoluíram e impulsionaram os sistemas de comunicações sem fio, são destaques o desenvolvimento dos sistemas baseados em fibras ópticas e as técnicas de processamento de sinais que permitiram um aumento fabuloso na capacidade de transmissão das redes de transporte de dados, os *backbones* digitais. Estes avanços sistêmicos e tecnológicos permitiram a criação de uma série de serviços nas etapas de acesso à rede, conhecida como “última milha”, usando taxas de transmissão mais elevadas, que eram baseados em redes cabeadas, onde se destaca o xDSL.

No momento atual, há uma série de sistemas baseados em técnicas de comunicações sem fio que competem entre si, complementando e substituindo os sistemas baseados em cabos, trazendo maior facilidade de implantação e manutenção, além de oferecer novas características, como a mobilidade e portabilidade.

Atualmente, os sistemas de redes sem fio que competem com os sistemas baseados em cabos são: GPRS, EDGE, alguns sistemas de terceira geração que ainda estão em fase de implantação e os sistemas que são baseados em padrões do IEEE / ETSI.

Os sistemas de comunicações móveis em operação ainda são limitados em alguns aspectos. Assim, há uma série de pesquisas para se introduzir novas técnicas que aumentem as taxas de transmissão, melhorem a capacidade de cobertura e possibilitem a recepção com pequena relação sinal-ruído. Uma das técnicas que possui potencial muito elevado para utilização no mercado, sendo um dos destaques, é o sistema que utiliza múltiplas antenas (MIMO – *Multiple-Input Multiple-Output*) e, portanto, múltiplos canais.

1.1 HISTÓRICO

As primeiras publicações versando sobre pesquisas realizadas com sistemas com múltiplos canais foram feitas por FOSCHINI e GANS [1], que usaram os conceitos de capacidade de canal e de canal de radiopropagação para comprovar o grande potencial dos sistemas MIMO.

A partir de então, surgiram diversas linhas de pesquisa objetivando o aperfeiçoamento das técnicas por eles desenvolvidas, de forma a buscar as melhores alternativas para explorar, ao máximo, o potencial dos sistemas MIMO. Dentre estas linhas de pesquisa as mais importantes são as seguintes:

- Modelagem de canal rádio-móvel em função do tempo e do espaço;
- Teoria da informação, com o desenvolvimento de códigos, análise da capacidade de canal e outros limites para atingir a capacidade máxima nas taxas de transferência;
- Processamento de sinais, com o desenvolvimento de sistemas de sinalização e técnicas de modulação, além de algoritmos para recepção de sinais.

No mundo inteiro foi produzida uma grande quantidade artigos envolvendo cada uma dessas linhas de pesquisa e os sistemas MIMO, objetivando a realização de projetos de sistemas com o melhor desempenho possível.

A história dos sistemas MIMO é recente e a melhor forma de apresentá-la, sinteticamente, é através de uma revisão bibliográfica, o que será feito a seguir.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Para que se possa ter uma visão geral das pesquisas realizadas sobre o tema, os principais trabalhos desenvolvidos e publicados na literatura técnica serão a seguir apresentados sumariamente:

- Em 1998, FOSCHINI e GANS [1] introduziram as pesquisas com os sistemas MIMO, mostrando os limites das comunicações sem fio num ambiente com desvanecimento quando se utiliza múltiplas antenas.

- Em 1999, MARZETTA e HOCHWALD [2] analisaram a capacidade do canal segundo a teoria da informação para um sistema MIMO, em um ambiente de canal rádio-móvel com desvanecimento plano.

- Em 2001, AL-DHAHIR [3] analisou sistemas de códigos e modulação num ambiente com multipercurso para os sistemas MIMO. WALLACE e JENSEN [4] analisaram as medidas das características de canais MIMO. THOMA e HAMPICKE [5] analisaram os canais MIMO através de um analisador vetorial.

- Em 2002, KERMOAL [6] desenvolveu análises para validação estatística de experimentos com MIMO. VALENZUELA e CHUAH [7] analisaram as características de canais correlacionados. GESBERT [8] analisou modelos de propagação segundo medidas externas. STAMOULIS e DIGGAVI [9] analisaram a interferência entre portadoras.

No período entre 2003 e 2006 ocorreram diversas publicações [10-32], em função dos diversos segmentos de comunicações móveis existentes.

No Brasil, as primeiras publicações sobre sistemas MIMO surgiram em 2005 com FREITAS e CAVALCANTI [27] com análises de características de modulação e codificação, e com VIEIRA [28], com análises de medidas internas em função da capacidade e dos parâmetros do canal.

Todos os conceitos de canais de rádio propostos inicialmente por Bello [33], em 1963, são de grande importância para os sistemas MIMO.

Uma das contribuições desta dissertação é o desenvolvimento de um sistema de medidas MIMO (setup) na frequência de 2.4 GHz, utilizando a tecnologia Wi-Fi, além da análise do sistema MIMO em ambientes típicos internos e externos, usando antenas setoriais e onidirecionais. As análises foram feitas focando-se nos benefícios sistêmicos que podem ser alcançados em termos de área de cobertura e intensidade dos sinais recebidos.

Os sistemas MIMO são apontados como sendo um dos prováveis protagonistas nas próximas gerações de redes sem fio. Estes sistemas, no entanto, ainda não estão totalmente

padronizados e há uma série de fatores a serem analisados, como o seu comportamento nos diversos ambientes.

Várias questões surgem quanto ao comportamento dos canais MIMO, umas relativas ao desempenho e outras relativas à possibilidade de, partindo de um sistema atual, fazer um *upgrade* para a implantação do sistema MIMO e, assim, melhorar a capacidade de transmissão e área de cobertura.

Neste contexto, esta dissertação propõe-se a contribuir para uma melhor compreensão dos Sistemas MIMO, e o objetivo a ser atingido está abaixo definido.

1.3 OBJETIVO

O objetivo dessa dissertação é a análise de medidas de sistemas MIMO, na frequência de 2,4 GHz, em ambientes internos e externos, para identificar os benefícios sistêmicos que podem ser alcançados com a utilização dos mesmos.

Para possibilitar a realização dos testes de propagação necessários aos estudos, **o autor desenvolveu e configurou um *setup* inédito**, que passou a ser uma contribuição adicional para o estudo dos canais MIMO, pelas suas características intrínsecas de praticidade e simplicidade de operação.

1.4 ROTEIRO

Para atingir o objetivo descrito no item 1.3, esta dissertação está estruturada da seguinte forma:

- No capítulo 2 serão apresentados os fundamentos básicos de radiopropagação, que são pré-requisitos para se entender e analisar o canal rádio-móvel num ambiente real;
- No capítulo 3 serão apresentados os fundamentos da teoria de canal rádio-móvel, que são importantes para os assuntos que serão analisados nessa dissertação;

- No capítulo 4 serão apresentados os fundamentos de diversidade e de multiplexação, e os fundamentos da teoria de capacidade de canal, proposta por Shannon, que com alguns complementos, comprovam matematicamente alguns benefícios da utilização de sistemas MIMO;
- No capítulo 5 serão apresentadas as medidas realizadas e o comportamento de canais MIMO, deduzido a partir das mesmas;
- No capítulo 6 serão apresentadas as conclusões e considerações finais desta dissertação.

2 FUNDAMENTOS DE RADIOPROPAGAÇÃO

2.1 FENÔMENOS ELETROMAGNÉTICOS

Neste capítulo são apresentados os conceitos básicos de eletromagnetismo e radiopropagação para caracterizar uma série de fenômenos que estão presentes num canal rádio-móvel. Dentre esses fenômenos destacam-se os seguintes:

- **Reflexão** – efeito causado nas ondas eletromagnéticas após a sua incidência numa superfície perfeitamente plana e com propriedades eletromagnéticas que permitem a reflexão da onda incidente, conforme indica a lei de Snell;
- **Difração** – efeito causado nas ondas eletromagnéticas após a sua incidência sobre determinados obstáculos, cujas características eletromagnéticas e forma, como quinas e superfícies cilíndricas, espalham as ondas eletromagnéticas em varias direções;
- **Refração** - efeito causado nas ondas eletromagnéticas após atravessarem um determinado meio ou obstáculo, em função de suas características eletromagnéticas;
- **Espalhamento** - efeito causado nas ondas eletromagnéticas após a sua incidência sobre uma superfície irregular, em função de sua forma e características eletromagnéticas;
- **Despolarização** - efeito causado nas ondas eletromagnéticas que ocorre nos percursos de propagação, de forma que um sinal é transmitido na polarização vertical e parte dele chega ao receptor na polarização horizontal e vice-versa;
- **Efeito Doppler** - efeito causado na frequência das ondas eletromagnéticas, de forma que uma onda é transmitida numa frequência e é recebida em

outra, e pode ocorrer devido ao deslocamento do transmissor, receptor ou espalhadores.

Estes fenômenos são clássicos do eletromagnetismo, e há muitas referências bibliográficas que os caracterizam matematicamente [34,35]. A ação conjunta destes fenômenos gera oscilações no nível de potência transportada pelas ondas eletromagnéticas, o que será analisado mais detalhadamente nos próximos itens.

2.2 RADIOPROPAGAÇÃO

A radiopropagação consiste basicamente no estudo da potência transportada pelas ondas eletromagnéticas. Uma área muito explorada nos estudos de radiopropagação é o comportamento do valor médio de potência do sinal, após percorrer determinada distância ou ultrapassar determinados obstáculos, gerando os modelos que serão sinteticamente apresentados a seguir.

2.2.1 MODELOS DE RADIOPROPAGAÇÃO

Ao se estudar a radiopropagação, é comum o uso de modelos para se estimar a potência média recebida em função da interação da onda eletromagnética com o meio.

Os modelos de radiopropagação se classificam da seguinte forma:

- **Determinísticos ou físicos** - que são baseados numa análise matemática do processo de propagação da onda;
- **Empíricos ou estatísticos** - que são baseados em equações e curvas obtidas, após ser feita uma campanha de medidas;
- **Semi-empíricos** - que são baseados em dados experimentais e aproximações teóricas.

Entre os modelos de propagação que se tornaram ou estão se tornando clássicos na literatura técnica, alguns se destacam:

Modelos Empíricos:

- Modelo Okumura-Hata
- Modelo SUI (IEEE 802.16)

- Modelo COST-231 Hata
- Modelo MMDS

Modelos Determinísticos:

- Modelo de espaço livre com ou sem reflexão e difração
- Modelo com múltiplos obstáculos
- Modelo de Longley-Rice
- Modelo de traçado de raios

Ressalta-se que os modelos de propagação dependem das características de uma determinada região, e são boas ferramentas para se fazer projetos de cobertura de determinadas áreas e para o cálculo de enlaces-rádio em geral. Entretanto, para se obter valores precisos da resposta do canal rádio-móvel, é necessário fazer um estudo mais detalhado do mesmo com extensa realização de medidas e não se basear apenas nos modelos existentes.

2.2.2 MODELOS DE RADIOPROPAGAÇÃO PARA SISTEMAS MIMO

Os modelos de propagação existentes, inclusive os descritos no item 2.2.1, são baseados em sistemas com uma unidade transmissora e uma receptora, formando um único canal. Ao se projetar um sistema com múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO), serão formados vários canais.

Assim sendo, espera-se, no mínimo, um ganho no sinal devido à utilização do sistema MIMO. Como não há publicações indicando o valor do ganho que pode ser alcançado, até o presente momento, o que se pratica é a inserção de um ganho, típico ou estimado, de um sistema com diversidade. Um exemplo típico da utilização de múltiplos canais tem-se quando se faz um projeto de cobertura para uma determinada área e se inclui um ganho no enlace reverso (Móvel→ERB) devido ao uso de diversidade no receptor da ERB.

O sistema MIMO pode ser implantado em qualquer sistema de acesso sem fio, para qualquer mecanismo de propagação, pois pode ser projetado em diversas frequências e para

cobrir diferentes tipos de região. Porém, os sistemas MIMO tendem a ser usados nos sistemas de terceira e quarta gerações de sistemas móveis, e em alguns padrões do IEEE, dentre os quais se destaca o WIMAX.

Alguns sistemas de terceira geração estão sendo implantados em frequências abaixo de 1 GHz, o que permite a utilização do modelo clássico de Okumura-Hata para determinação da sua cobertura. Atualmente, um modelo de propagação que vem ganhando importância no cenário internacional é o modelo SUI. Nos próximos itens serão apresentados alguns modelos para determinação de cobertura que tendem a ser utilizados em sistemas MIMO, em função das faixas de frequências que poderão ser alocadas para as próximas gerações de sistemas *wireless*.

2.2.2.1 MODELO SUI (STANFORD UNIVERSITY INTERIM)

O modelo SUI [36], possui as seguintes características:

- Foi desenvolvido para o padrão IEEE 802.16 (WIMAX), através de medidas feitas em subúrbios americanos;
- É utilizado na faixa de frequências de 2 a 11 GHz;
- As medidas foram feitas em células de até 7 km de raio e se mostra eficaz para distâncias maiores;
- Não há fatores de correção para áreas rurais e urbanas. Neste caso, é recomendada a utilização dos modelos determinísticos ou físicos.

O Modelo SUI apresenta a seguinte equação básica para determinação da atenuação de propagação:

$$A_{prop} = A_0 + 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_f + X_h + s \quad (2.1)$$

onde:

A_{prop} - é a atenuação média de propagação, em dB;

$$A_0 = 20 \log\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right) - \text{é a atenuação de espaço livre;} \quad (2.2)$$

$$\gamma = a - bh_b + \frac{c}{h_b}; \quad (2.3)$$

$d_0 = 100$ m;

$d > d_0$ é a distância entre a estação de base e o móvel;

h_b - é a altura da estação de base e deve estar entre 10 e 80 m;

s - é a atenuação devida ao desvanecimento de larga escala e seus valores típicos estão entre 8,2 e 10,6 dB;

X_f e X_h - em função do tipo de terreno.

Definição das constantes a, b e c em função do tipo de terreno:

- Tipo 1 – terreno montanhoso com moderada a alta densidade de árvores;
- Tipo 2 – terreno montanhoso com densidade de árvores leve; ou plano com moderada a alta densidade de árvores;
- Tipo 3 – terreno plano com leve densidade de árvores.

A tabela 2.1 indica os valores das constantes:

Tabela 2.1 - Constante do modelo SUI

Constante	Tipo de terreno		
	Tipo 1	Tipo 2	Tipo 3
a	4,6	4	3,6
b	0,0075	0,0065	0,005
c	12,6	17,1	20

A tabela 2.1 é utilizada para indicarmos os valores dos seguintes termos:

$$X_f = 6,0 \log\left(\frac{f}{2000}\right) \quad (2.4)$$

$$X_h = -10,8 \log\left(\frac{h_m}{2,0}\right) \quad \text{Para terrenos do tipo 1 e 2} \quad (2.5)$$

$$X_h = -10,0 - \log\left(\frac{h_m}{2,0}\right) \quad \text{Para terrenos do tipo 3} \quad (2.6)$$

Onde :

f - é a frequência utilizada em MHz;

h_m - é a altura do móvel utilizada em metros.

A título de exemplo, utilizando o modelo SUI a atenuação de propagação pode ser determinada a partir da figura 2.1, para a frequência de 2,45 GHz, $h_b=30\text{m}$ e $h_m=2\text{m}$.

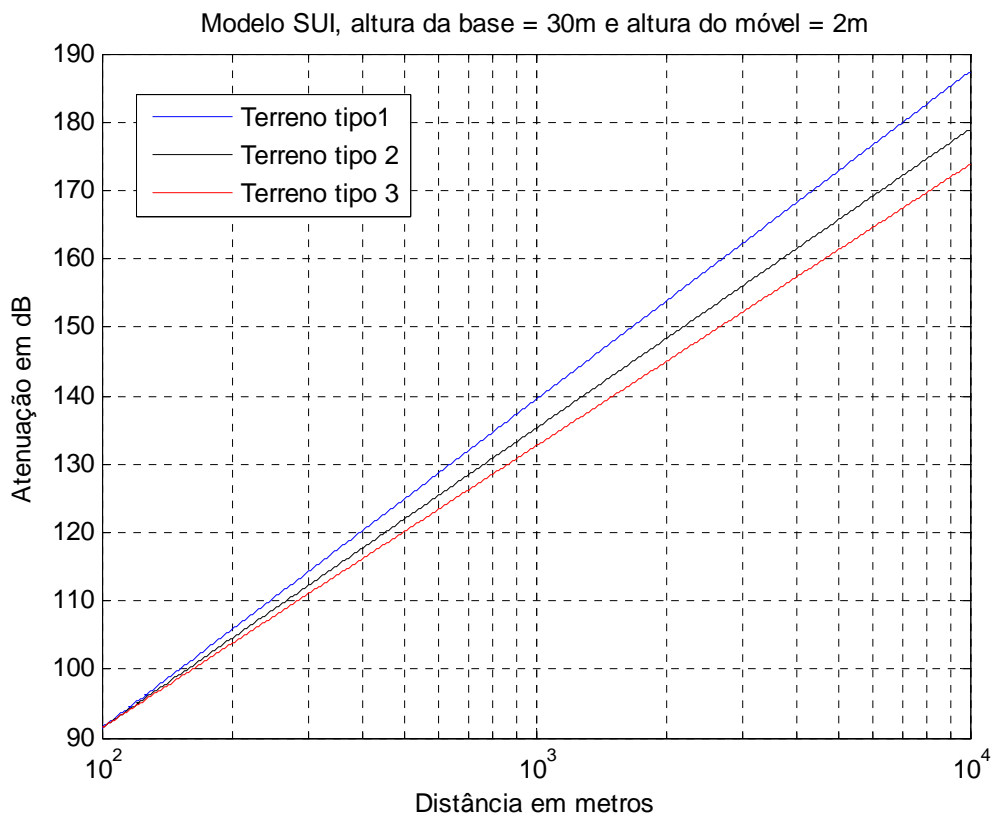


Figura 2.1 - Atenuação baseada no modelo SUI, para a frequência de 2,45 GHz e 3 tipos de terreno, com $s=10,6$ dB

Através da figura 2.1 é possível se ter a noção exata dos valores de atenuação para a frequência de 2,45 GHz, que está na faixa típica para os novos sistemas sem fio, e será utilizada para se fazer medidas em canais MIMO conforme será descrito no capítulo 6.

2.2.2.2 MODELO DE OKUMURA

O modelo de Okumura é um modelo empírico que foi construído baseado em uma grande quantidade de medidas feitas na cidade de Tóquio e seus arredores, sendo aplicável a frequências compreendidas entre 150 e 1920 MHz, embora seja frequentemente extrapolado até 3 GHz. O modelo pode ser usado para alturas de antena da estação base no intervalo de 20 até 1000 m, e para comprimentos de enlaces de 1 até 100 km.

Para determinar a atenuação entre os pontos de interesse, Okumura desenvolveu um conjunto de curvas (figura 2.2) que permitem obter a atenuação mediana A_{mu} , em função da distância e a frequência do enlace, para uma altura efetiva da antena da estação base h_{eb} de 200m e uma altura da antena do móvel (h_m) de 3 m, que são valores relativamente altos, quando comparados com os valores usados na prática.

A atenuação total é calculada pela soma da contribuição de três fatores de ganho, devido à altura da antena da estação base (G_{eb}), à altura da antena do móvel (G_m) e ao tipo de ambiente (G_{AREA}). Portanto, a atenuação total de propagação será dada pela equação (2.7):

$$A_{prop}(dB) = A_0(dB) + A_{mu} - G_{eb} - G_m - G_{AREA} \quad (2.7)$$

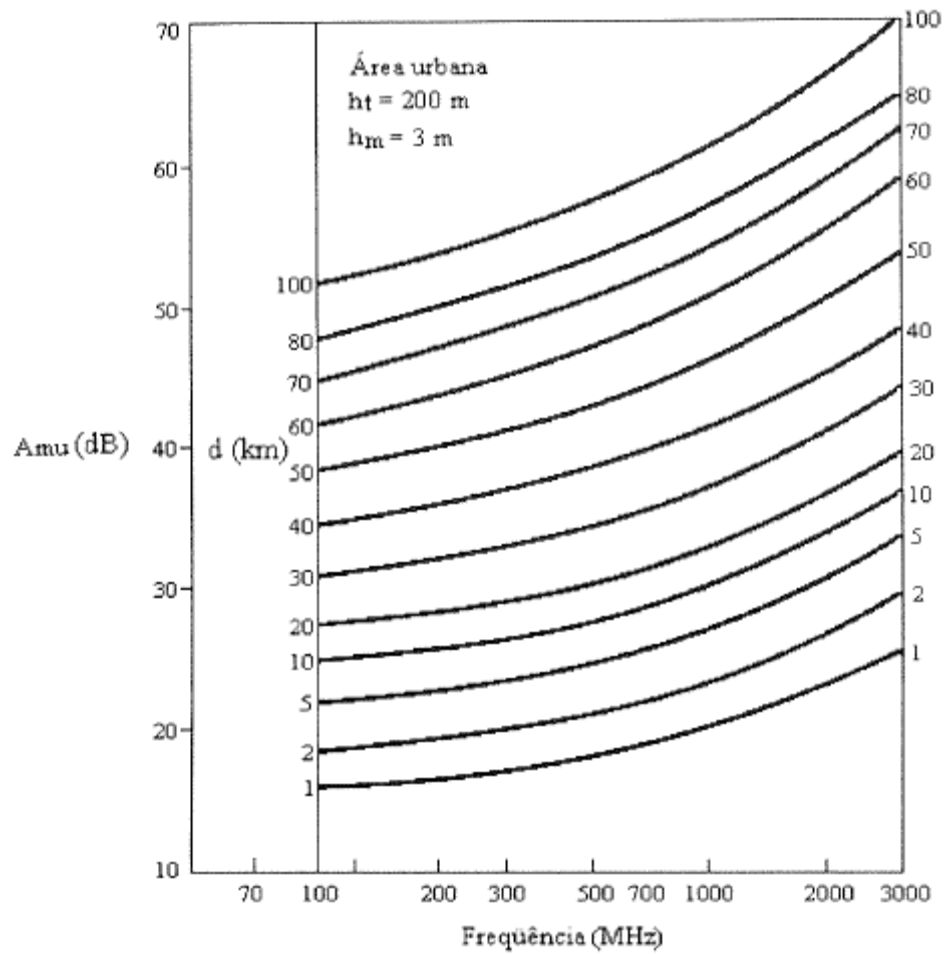


Figura 2.2 - Atenuação mediana no modelo de Okumura

Os ganhos são obtidos a partir das seguintes expressões:

$$G_{eb} = 20 \log\left(\frac{h_{eb}}{200}\right) \quad ; \quad \text{para } 1000\text{m} > h_{eb} > 10\text{m} \quad (2.8)$$

$$G_m = 10 \log\left(\frac{h_m}{3}\right) \quad ; \quad \text{para } h_m \leq 3\text{m} \quad (2.9)$$

$$G_m = 20 \log\left(\frac{h_m}{3}\right) \quad ; \quad \text{para } 10\text{m} > h_m > 3\text{m} \quad (2.10)$$

e o ganho pelo tipo de ambiente pode ser determinado a partir da figura 2.3.

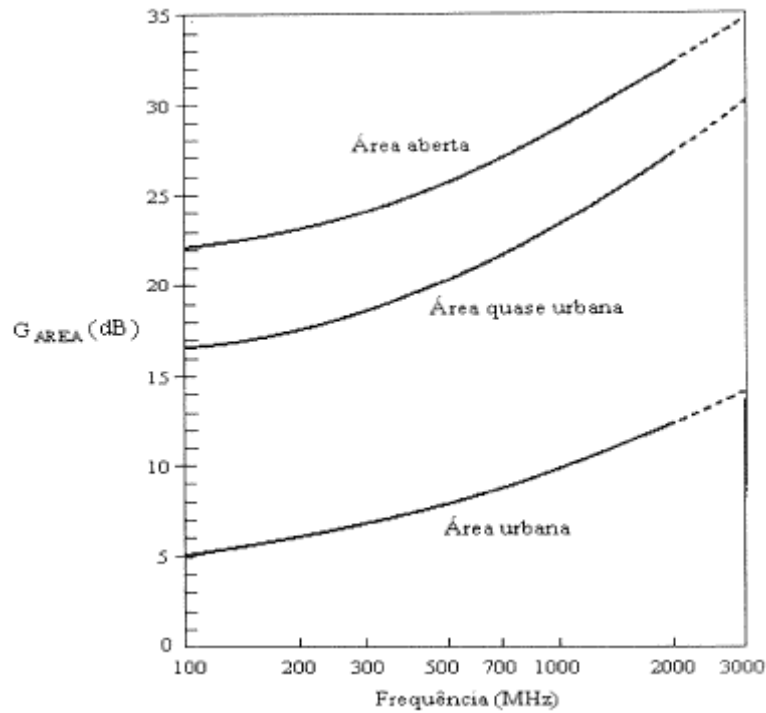


Figura 2.3 - Fator de correção pelo tipo de ambiente, no modelo de Okumura

2.2.2.3 MODELO DE OKUMURA-HATA

Objetivando tornar o método de Okumura de mais fácil aplicação, Hata estabeleceu fórmulas matemáticas empíricas para descrever as informações gráficas criadas por Okumura. A formulação de Hata é dada por:

- Áreas urbanas:

$$A_{prop-urbana} (dB) = 69,55 + 26,16 \log(f) - 13,82 \log(h_b) - a(h_m) + [44,9 - 6,55 \log(h_b)] \log(d) \quad (2.11)$$

onde:

f - é a frequência do enlace, de 150 até 1500 MHz;

h_b - é a altura da antena da estação base, compreendida entre 30 e 200 m;

h_m - é altura da antena do móvel, entre 1 e 10 m; e

d - é a distância entre a estação rádio base e o móvel, no intervalo de 1 a 20 km.

O fator de correção para a altura da antena do móvel $a(h_m)$ é dado por:

- Para cidades pequenas ou médias:

$$a(h_m) = [1,1 \log(f)]h_t - [1,5 \log(f) - 0,8] \quad (2.12)$$

- Para cidades grandes:

$$a(h_m) = 8,29[\log 1,54(h_m)]^2 - 1,1 ; \quad \text{para } f \leq 200 \text{ MHz} \quad (2.13)$$

$$a(h_m) = 3,2[\log 11,75(h_m)]^2 - 4,97 ; \quad \text{para } f \geq 400 \text{ MHz} \quad (2.14)$$

- Áreas suburbanas:

$$A_{prop-suburbana} (dB) = A_{prop-urbana} (dB) - 2 \left[\log \left(\frac{f}{28} \right) \right]^2 - 5,4 \quad (2.15)$$

onde:

$A_{prop-urbana}$ - é a atenuação determinada com a formulação para áreas urbanas dada por (2.11).

- Áreas abertas:

$$A_{prop-suburbana} (dB) = A_{prop-urbana} (dB) - 4,78(\log(f))^2 - 18,33 \log(f) - 40,94 \quad (2.16)$$

2.2.2.4 MODELO ESTENDIDO DE HATA

A EURO-COST (European Cooperative for Scientific and Technical), designou o comitê de trabalho COST-231 para desenvolver uma versão estendida do modelo de Hata para a faixa de 2 GHz. O resultado desse trabalho produziu a seguinte formulação:

$$A_{prop} (dB) = 46,3 + 33,9 \log(f) - 13,82 \log(h_t) - a(h_m) + [44,9 - 6,55 \log(h_t)] \log(d) + C_M \quad (2.17)$$

onde:

f - varia entre 1500 e 2000 MHz;

h_t - varia entre 30 e 200 m;

h_m - varia entre 1 e 10 m; e

d - varia entre 1 e 20 km.

O fator de correção $a(h_m)$ é calculado pelas equações (2.12), (2.13) e (2.14) e C_M é um fator de ajuste dado por:

$C_M = 0$ dB, para cidades médias e áreas suburbanas;

$C_M = 3$ dB, para centros metropolitanos.

As alturas das antenas da estação base e do móvel, h_t e h_m , respectivamente, e o comprimento do enlace (d), estão compreendidos nos intervalos dados para o modelo de Hata.

2.2.2.5 MODELO WALFISH-IKEGAMI

Este modelo é semi-empírico e foi desenvolvido para os casos de linha de visada (LOS - *line-of-sight*) entre o transmissor e o receptor, e sem linha de visada (NLOS - *No line-of-sight*) entre estes pontos. Este método é aplicável tanto em células grandes como em microcélulas, e em terrenos planos e urbanos.

- LOS

Neste caso, a formulação é muito simples, e a atenuação é dada por:

$$L(\text{dB}) = 42,6 + 20 \log(f) - 26 \log(d) \quad (2.18)$$

com f (em MHz) entre 800 e 2000 MHz e d (km) até 20 km.

- NLOS

Quando não se tem linha de visada entre o transmissor e o receptor, a formulação do modelo de Walfish-Ikegami é mais complexa, dado que são vários os fatores a serem considerados. A perda de transmissão é determinada por:

$$L(dB) = 32,4 + (20 + k_f) \log(f) + L_{rts} + L_{bsh} + k_a - 9 \log(b) + (20 + k_d) \log(d) \quad (2.19)$$

onde todos os parâmetros de topologia estão mostrados nas figuras 2.4a e 2.4b;
sendo:

L_{rts} - representa a perda devido ao espalhamento no topo dos prédios; e

L_{bsh} - representa a perda de difração nos múltiplos prédios.

A perda L_{rts} é determinada a partir de:

$$L_{rts} = -8,2 - 10 \log W + 10 \log f + 20 \log(\Delta h_m) + L_{ORI} \geq 0, \quad \text{para } L_{rts} > 0 \quad (2.20)$$

$$L_{rts} = 0 \quad \text{para } L_{rts} < 0$$

onde:

W - é a largura da rua, em metros;

b - é a distância média entre os prédios, em metros;

$$\Delta h_m = h_{roof} - h_m;$$

h_{roof} - é a altura média até o topo dos prédios, em metros; e

h_m - é a altura da antena do móvel, em metros.

$$k_f = -4 + 0,7 \left(\frac{f}{925} - 1 \right), \text{ para cidades médias e subúrbios} \quad (2.21a)$$

$$k_f = -4 + 1,5 \left(\frac{f}{925} - 1 \right), \text{ para centros metropolitanos} \quad (2.21b)$$

$$k_a = 54, \quad \text{para } h_{base} > h_{roof}$$

$$k_a = 54 - 0,8 \Delta h_{base}, \quad \text{para } h_{base} < h_{roof} \text{ e } d > 0,5 \text{ km}$$

$$k_a = 54 - 1,6\Delta h_{base}, \quad \text{para } h_{base} < h_{roof} \text{ e } d < 0,5\text{km}$$

com:

$$\Delta h_{base} = h_{base} - h_{roof}$$

h_{base} - é a altura da antena da estação base, em metros.

$$k_d = 18, \text{ para } h_{base} < h_{roof} \quad (2.22a)$$

$$k_d = 18 - 15 \frac{\Delta h_{base}}{h_{roof}}, \text{ para } h_{base} > h_{roof} \quad (2.22b)$$

$$L_{ori} = -10 + 0,345\varphi, \text{ para } 0 \leq \varphi \leq 35^0 \quad (2.23)$$

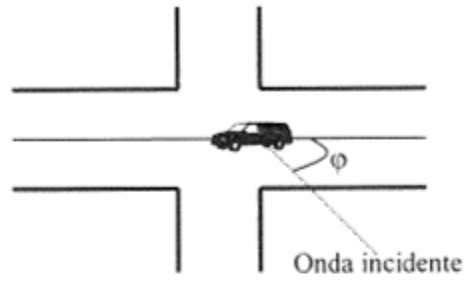
$$L_{ori} = 2,5 + 0,075(\varphi - 35^0), \text{ para } 35^0 \leq \varphi \leq 55^0 \quad (2.24)$$

$$L_{ori} = 4 + 0,114(\varphi - 55^0), \text{ para } 55^0 \leq \varphi \leq 90^0 \quad (2.25)$$

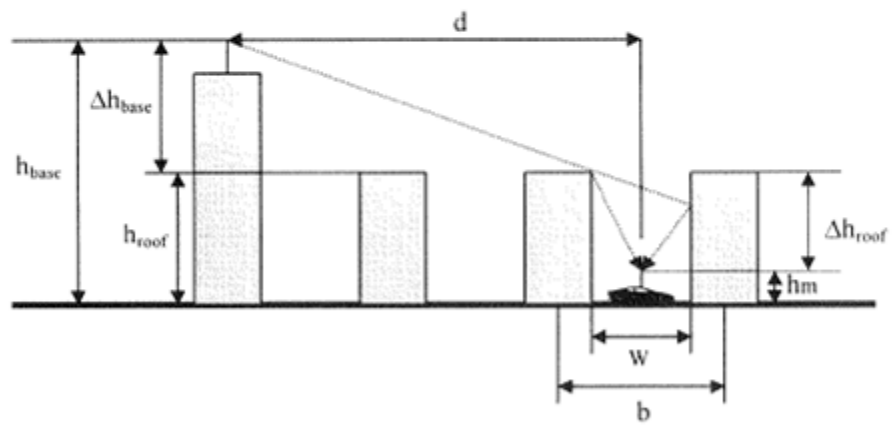
sendo φ o ângulo horizontal de chegada do raio.

$$L_{bsh} = -18 \log(1 + \Delta h_{base}), \text{ para } h_{base} > h_{roof} \quad (2.26)$$

$$L_{bsh} = 0, \text{ para } h_{base} < h_{roof} \quad (2.27)$$



(a)



(b)

Figura 2.4 - Parâmetros utilizados no modelo de Walfish-Ikegami

3 TEORIA DE CANAL RÁDIO-MÓVEL

Neste capítulo serão introduzidos os conceitos de canal rádio-móvel, que são baseados na ação conjunta dos fenômenos ligados à propagação da onda eletromagnética num ambiente onde não há a condição de visada direta entre o receptor e o transmissor (NLOS).

3.1 CONCEITOS BÁSICOS DE CANAL

Um canal rádio-móvel é caracterizado pela razão entre o sinal emitido por uma fonte e o que chega ao receptor. A unidade transmissora emite um sinal que pode ser caracterizado por sua amplitude e pela sua fase:

$$S(t)_{TX} = r(t)e^{j\psi(t)} \quad (3.1)$$

onde :

$r(t)$ – é a envoltória do sinal transmitido; e

$\psi(t)$ – é a sua fase.

Porém, entre o transmissor e o receptor podem ocorrer diversos fenômenos, como difração, reflexão, refração e espalhamento, que foram definidos no capítulo 2 e estão ilustrados na figura 3.1, que apresenta um canal rádio-móvel, num ambiente típico de radiopropagação sem visada.

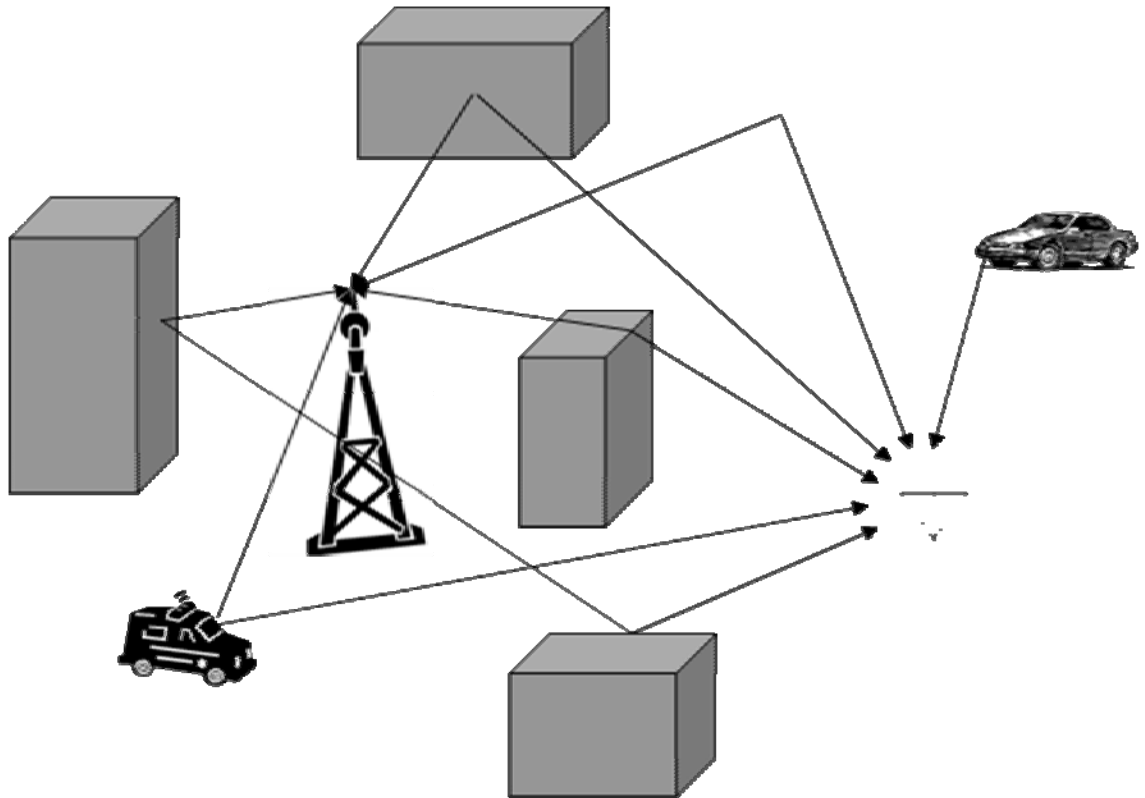


Figura 3.1 - Ambiente de propagação sem visada.

Além dos fenômenos acima descritos, existe a dinâmica do ambiente, que provoca a degradação da qualidade do sinal, como o vento, que gera movimento de alguns espalhadores, e o deslocamento de pessoas, de veículos e do receptor, entre outros.

No ambiente, entre a origem e o destino, pode haver vários percursos da onda simultâneos, conforme mostra a figura 3.1. O sinal que chega ao receptor pode ser caracterizado por um conjunto de “N” ondas, e pode ser matematicamente descrito da seguinte forma:

$$S(t)_{RX} = \sum_{i=0}^N r_i(t) e^{j\psi_i(t)} \quad (3.2)$$

onde:

$r_i(t)$ - é a envoltória dos multipercursos; e

$\psi_i(t)$ - é a fase dos multipercursos.

Assim sendo, o canal é caracterizado pela razão entre o sinal transmitido e o sinal recebido representados nas equações (3.1) e (3.2). Para que sejam projetados equipamentos,

enlaces e sistemas, com qualidade e eficiência, é importante analisar as características do canal, o que será feito nos itens a seguir.

3.2 ANÁLISE DO DESVANECIMENTO

Ao se transmitir um sinal, no percurso entre o transmissor e o receptor podem ocorrer diversos fenômenos como difração, reflexão, refração e espalhamento. Além de multipercursos, que é o conjunto de raios que chegam na unidade receptora, tem-se o Efeito Doppler, que é o desvio de frequência devido à mobilidade dos transmissores, receptores ou “espalhadores”. Estes fenômenos característicos do ambiente de propagação geram variações no nível de sinal recebido, no domínio do tempo e da frequência, conhecidas como desvanecimento. A figura 3.2 apresenta uma simulação que caracteriza a potência de um sinal recebido num ambiente onde ocorrem os fenômenos descritos acima.

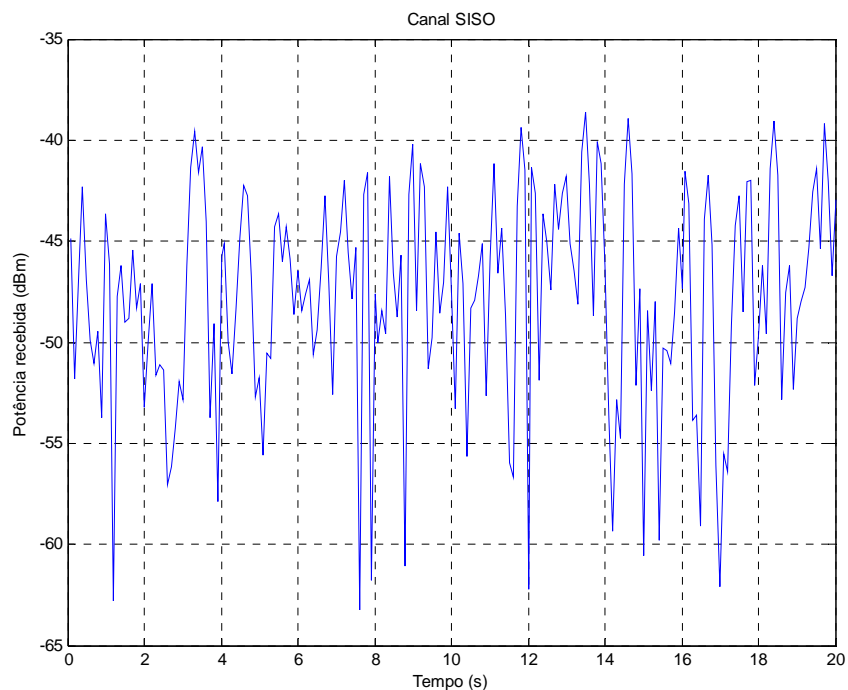


Figura 3.2 - Potência recebida num ambiente típico, sem visada (NLOS), na frequência de 1 GHz, com Doppler máximo de 5 Hz.

O desvanecimento do canal pode ser caracterizado como em pequena ou em larga escala, conforme apresenta a figura 3.3.

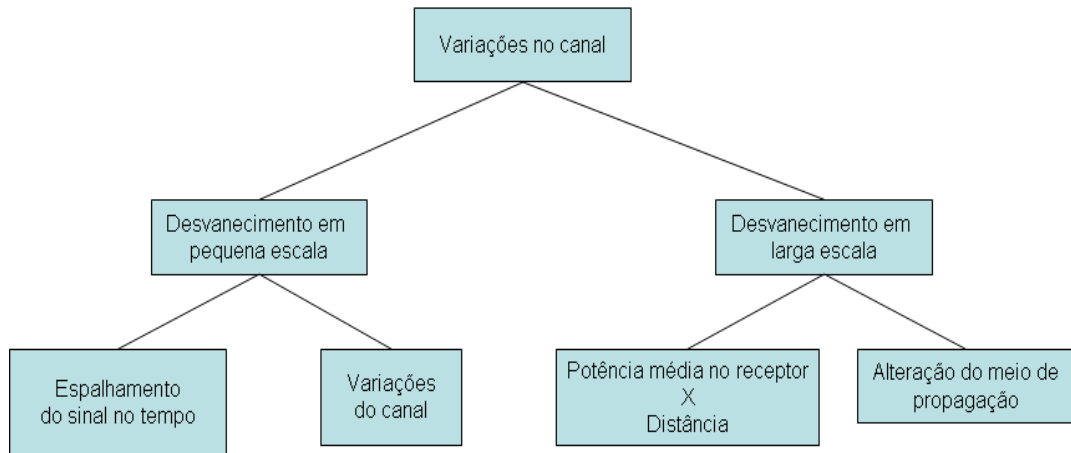


Figura 3.3 - Caracterização do desvanecimento de uma canal

3.2.1 DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA

O desvanecimento do sinal em larga escala, no canal, é caracterizado pela alteração do valor médio do sinal devido a fatores como: modificação do meio de propagação dentro de uma determinada área ou variações da distância entre o transmissor e o receptor. A figura 3.4 caracteriza o desvanecimento em larga escala e em pequena escala (que está apresentado no item 3.2.2).

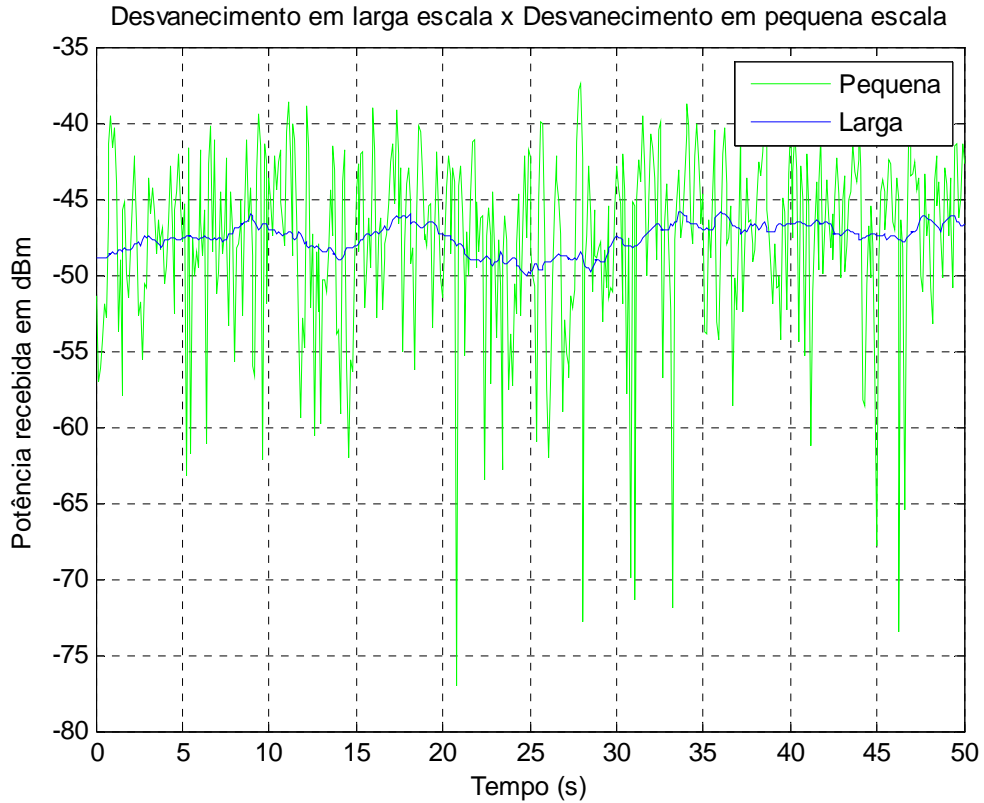


Figura 3.4 – Desvanecimento em larga escala e em pequena escala: potência recebida num ambiente sem visada, na frequência de 1 GHz, com Doppler máximo de 5 Hz

O desvanecimento em larga escala é caracterizado pela variável aleatória log-normal:

$$f(x | m, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\ln\left(\frac{x}{m}\right)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.3)$$

onde :

$\ln(m)$ – é a média da distribuição; e

$\sigma > 0$ – é o desvio padrão da distribuição.

Na equação 3.3 observa-se que a função densidade de probabilidade depende da média e do desvio padrão. Fazendo $m = 1$, encontra-se:

$$f(x) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{\ln x^2}{2\sigma^2}} \quad (3.4)$$

onde :
 $x > 0$; e
 $\sigma > 0$.

A figura 3.5 apresenta o comportamento da função densidade de probabilidade log-normal para quatro valores diferentes de desvio padrão (0,5;1;2 e 5).

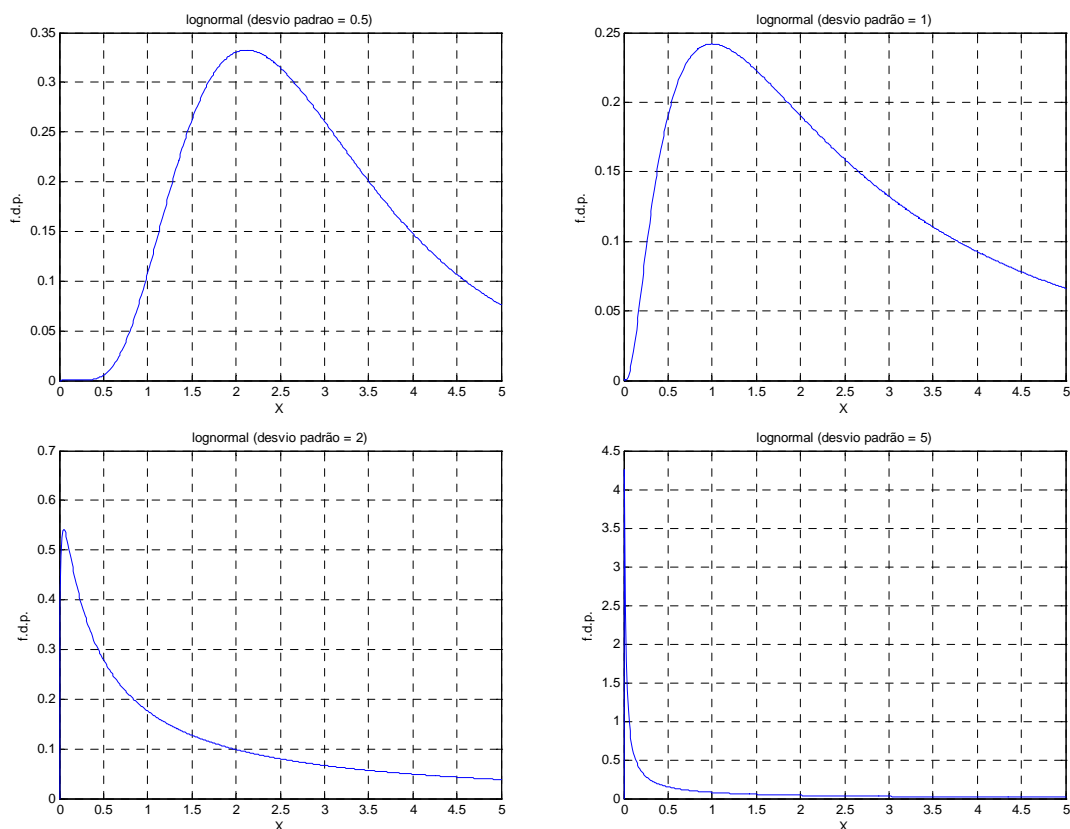


Figura 3.5 - Comportamento da função densidade de probabilidade log-normal para quatro valores diferentes de desvio padrão e média igual a 1.

E a função distribuição de probabilidade é:

$$F(x) = \Phi\left(\frac{\ln(x)}{\sigma}\right) \tag{3.5}$$

onde :

$x > 0$;

$\sigma > 0$; e

$\Phi(\) \rightarrow$ Função Densidade de Probabilidade Normal.

3.2.1.1 DESVANECIMENTO EM LARGA ESCALA NUM SISTEMA MIMO

O sistema MIMO foi idealizado para diminuir os efeitos do desvanecimento em pequena escala, que será estudado a seguir. São poucos os estudos que se propõem a utilizá-lo para diminuir os efeitos do desvanecimento em larga escala, pois, para isto ocorrer, seria necessário fazer uma análise para posicionar as antenas de tal forma que a atenuação provocada pelo desvanecimento em larga escala ocorra de forma descorrelacionada, nos canais do sistema.

3.2.2 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA

O desvanecimento em pequena escala é a variação da amplitude de um sinal recebido num curto espaço de tempo.

Fazendo uma análise matemática do nível de sinal recebido, conclui-se que o desvanecimento em pequena escala, no ambiente proposto (sem visada), cujo comportamento típico está mostrado na figura 3.4, é caracterizado pela variável aleatória de Rayleigh, porque não há um raio dominante.

A figura 3.6 apresenta o comportamento da função densidade de probabilidade Rayleigh para quatro valores diferentes de desvio padrão (0,5;1;2 e 5).

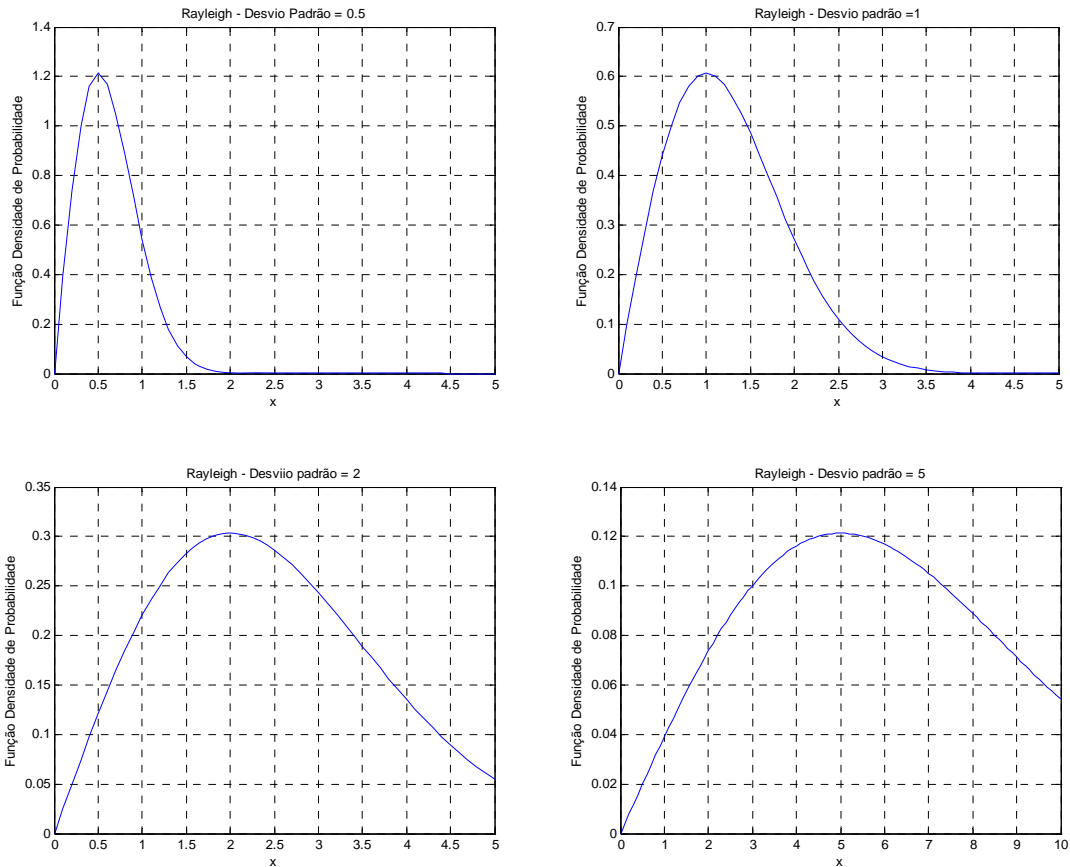


Figura 3.6 - Comportamento da função densidade de probabilidade de Rayleigh

Essa variação no sinal recebido tem consequência no domínio do tempo e da frequência, e será caracterizada no item 3.2.3.

3.2.2.1 DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA NUM SISTEMA MIMO

Na figura 3.4 percebe-se que a potência recebida num ambiente onde ocorre o desvanecimento em pequena escala, pode cair a níveis muito baixos, caracterizando o desvanecimento profundo. Uma das propostas dos sistemas MIMO é utilizar ferramentas técnicas, como a correlação e a diversidade, para estabelecer parâmetros em que o posicionamento das antenas seja tal que evite a ocorrência simultânea dessas quedas no sinal em diversos canais do sistema. Estas ferramentas serão analisadas nos próximos itens deste capítulo.

3.2.3 PARÂMETROS DO CANAL

Um dos pioneiros de estudos de canal rádio-móvel foi Bello [33], que fazia estudos na atmosfera e criou o modelo de análise de canal no qual considerava sua função de transferência como um processo estocástico estacionário no sentido amplo e com os espalhadores descorrelacionados (WSSUS – Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scattering) em curtos espaços de tempo. Bello trabalhou num ambiente onde havia o movimento dos espalhadores, porém o transmissor e receptor permaneciam fixos, conforme mostra a figura 3.7, onde a equação mostrada caracteriza as funções do canal, no domínio do tempo e de frequência, que será analisada no item 3.2.3.1.

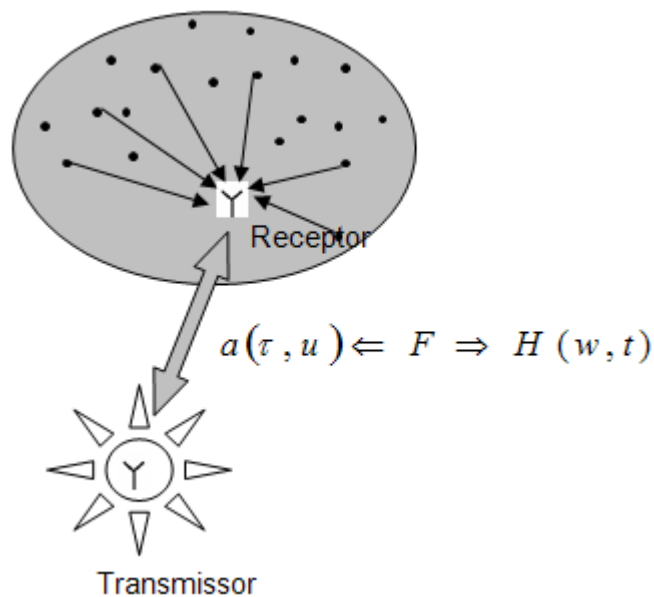


Figura 3.7 - Ambiente de Bello

A partir desse ambiente e da consideração do modelo “WSSUS”, foram criadas as funções caracterizadas através dos multipercursos e Doppler. Ambas as funções podem ser caracterizadas no domínio do tempo e da frequência, usando-se a transformada de Fourier como ferramenta matemática de conversão.

O modelo desenvolvido por Bello mostrou-se adequado para estudos de canal rádio-móvel onde, em princípio, os espalhadores estão fixos e a mobilidade fica por conta da unidade de transmissão e/ou recepção. Assim sendo, em curtos intervalos de tempo e distância, pode-se considerar o canal rádio-móvel como um processo estocástico estacionário no sentido amplo, com os espalhadores descorrelacionados (WSSUS), podendo ser analisado com as mesmas funções que caracterizavam o modelo de Bello (baseadas em retardo e Doppler associadas a multipercurso). Neste modelo, é importante ressaltar que a análise dos

parâmetros no domínio do tempo e da frequência é feita usando a transformada de Fourier, como ferramenta de conversão.

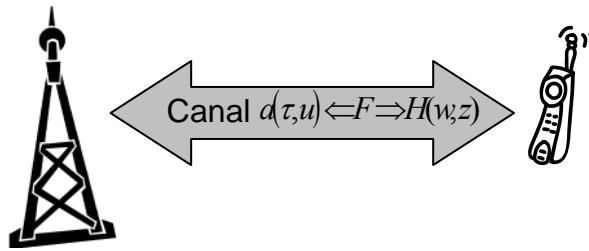


Figura 3.8 - Equações do canal rádio-móvel

3.2.3.1 FUNÇÕES QUE CARACTERIZAM O CANAL

Para se trabalhar, matematicamente, com as funções que representam o canal nos diversos domínios, a nomenclatura usada é a seguinte:

$a(\tau, u)$ - é a função de espalhamento efetivo;

$h(\tau, z)$ - é a resposta ao impulso na posição “z”;

$A(w, u)$ - é a distribuição de espalhamento Doppler; e

$H(w, z)$ - é a função de transferência na posição “z”.

As equações que permitem as conversões entre as funções acima são as seguintes:

$$a(\tau, u) = \frac{1}{2\pi} \int A(w, u) e^{jw\tau} dw \quad (3.6)$$

$$A(w, u) = \int a(\tau, u) e^{-jw\tau} d\tau \quad (3.7)$$

$$h(\tau, z) = \frac{1}{2\pi} \int H(w, z) e^{jw\tau} dw \quad (3.8)$$

$$H(w, z) = \int h(\tau, z) e^{-jw\tau} d\tau \quad (3.9)$$

$$a(\tau, u) = \int h(\tau, z) e^{-jzu} dz \quad (3.10)$$

$$h(\tau, z) = \frac{1}{2\pi} \int a(\tau, u) e^{jzu} du \quad (3.11)$$

$$A(w, u) = \int H(w, z) e^{-jzu} dz \quad (3.12)$$

$$H(w, z) = \frac{1}{2\pi} \int A(w, u) e^{jzu} du \quad (3.13)$$

As mudanças de variáveis através da transformada de Fourier são caracterizadas através da figura 3.9.

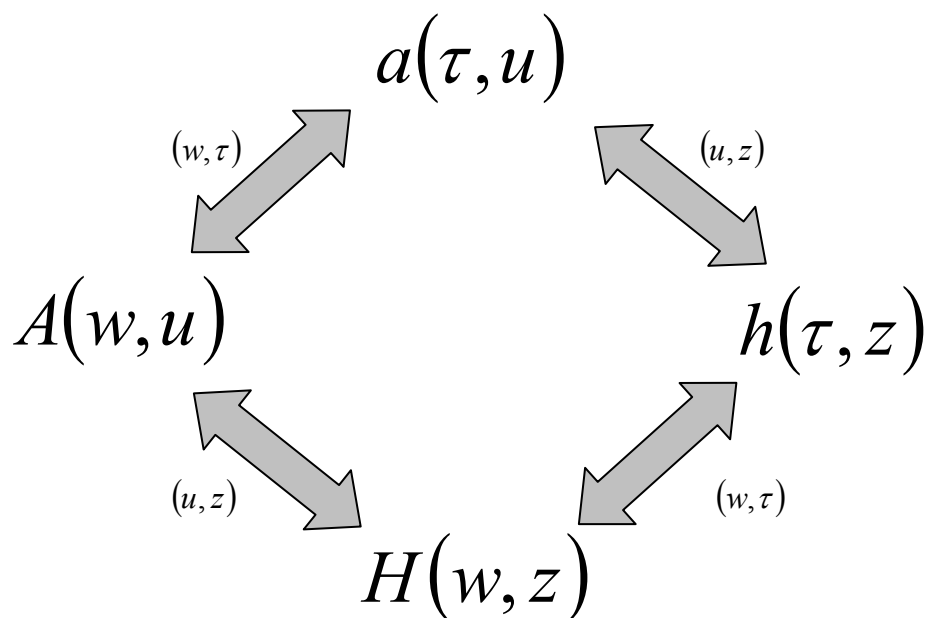


Figura 3.9 - Funções do canal segundo Bello

3.3 ENVOLTÓRIA

Conforme já definido o sinal recebido num ambiente rádio-móvel, num instante de tempo “t”, pode ser expresso da seguinte forma:

$$s(t) = r(t) e^{j\psi(t)} \quad (3.14)$$

e se a envoltória é escrita como o produto:

$$r(t) = m(t)r_0(t) \quad (3.15)$$

pode-se dizer que:

$m(t)$ - representa o desvanecimento em larga escala; e
 $r_0(t)$ - representa o desvanecimento em pequena escala.

3.3.1 MODELO MATEMÁTICO PARA DESVANECIMENTO EM PEQUENA ESCALA

Considerando-se o modelo de propagação em duas dimensões (2D), o que equivale dizer que os multipercursos que chegam a um receptor móvel são compostos na horizontal, emprega-se o sistema da figura 3.10. O ambiente de propagação em duas dimensões (2D) para determinação do desvanecimento em pequena escala está descrito na figura 3.10.

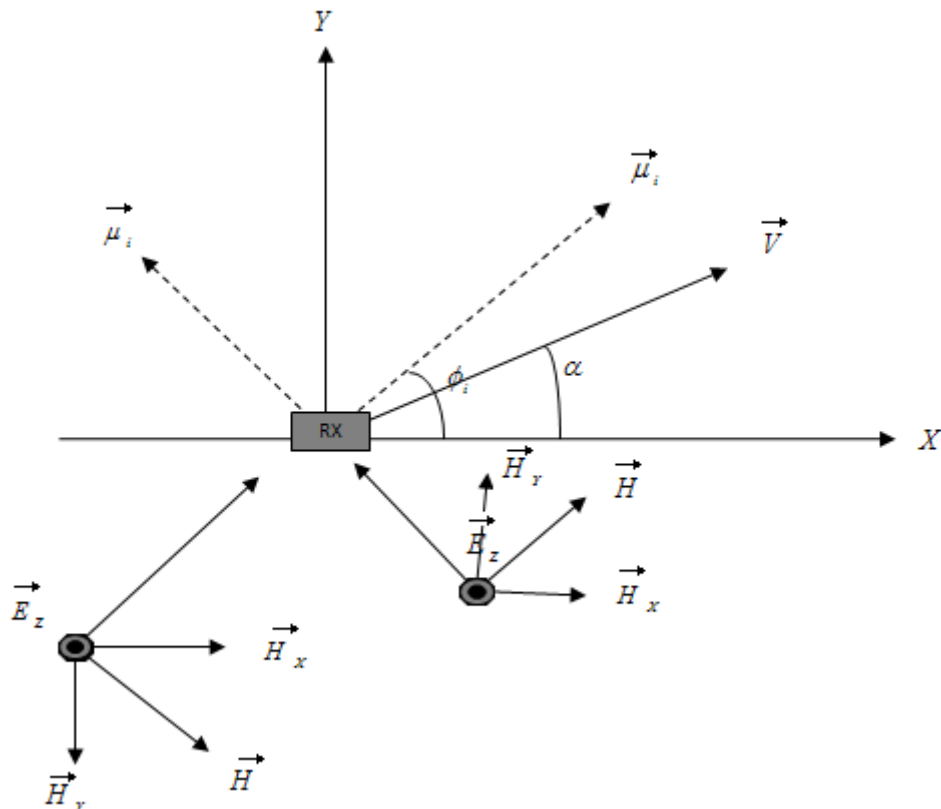


Figura 3.10 - Ambiente utilizado para desenvolvimento do “modelo em 2D”

Na figura 3.10, V caracteriza a velocidade de deslocamento do receptor móvel, μ_i caracteriza os multipercursos e a direção de propagação dos mesmos. Para o campo resultante no receptor, tem-se o somatório de “N” campos, sendo representado por:

$$E_z = \sum_{i=1}^N \tilde{a}_i \exp[-j\beta V t \cos(\phi_i - \alpha)] \quad (3.16)$$

onde :

ϕ_i - é o ângulo entre o eixo x e a direção do multipercurso μ_i , e $0 \leq \phi_i \leq 2\pi$;

α - é o ângulo entre o eixo x e a velocidade V e $0 \leq \alpha \leq 2\pi$;

\tilde{a} - é uma amplitude de campo elétrico complexa; e

$\tilde{a} = R_i + jS_i$.

Para fins de desenvolvimento de um modelo teórico, considera-se uma distribuição angular uniforme para os ângulos de chegada, o que não está distante do ambiente real. Assim, tem-se:

$$p(\phi_k) = \frac{1}{2\pi}, \forall -\pi < \phi < \pi \quad (3.17)$$

e o campo E_z pode ser representado na forma vetorial, após algum algebrismo:

$$\begin{aligned} E_z &= X_1 + jY_1 \\ X_1 &= \sum_{i=1}^N (R_i \cos \xi_i + S_i \text{sen} \xi_i) \\ Y_1 &= \sum_{i=1}^N (S_i \cos \xi_i - R_i \text{sen} \xi_i) \\ \xi_i &= \beta V t \cos(\phi_i - \alpha) \end{aligned} \quad (3.18)$$

3.3.2 CORRELAÇÃO DA ENVOLTÓRIA

Em análise de canal rádio-móvel, uma ferramentas de grande importância para estudar diversidade é a correlação, pois é através dela que se determina algumas condições favoráveis para que qualquer sistema, que utilize múltiplas antenas, tenha um bom desempenho.

Considerando o campo resultante complexo de E_z , tem-se:

$$\vec{E}_z = X(t) + jY(t) \quad (3.19)$$

então, a envoltória, para um dado instante t , é calculada por:

$$r_1 = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} = \sqrt{X_1^2 + Y_1^2} \quad (3.20)$$

Em um instante de tempo $(t + \tau)$, tem-se por sua vez:

$$r_2 = \sqrt{X^2(t + \tau) + Y^2(t + \tau)} = \sqrt{X_2^2 + Y_2^2} \quad (3.21)$$

Da definição clássica de correlação tem-se:

$$R_x(t_1, t_2) = E[X(t_1)X(t_2)] \quad (3.22)$$

Usando $X(t_1) = r_1(t)$ e $X(t_2) = r_2(t)$

$$R(\tau) = \int_0^\infty r_1 r_2 p(r_1, r_2, \psi_1, \psi_2) dr_1 dr_2 d\psi_1 d\psi_2 \quad (3.23)$$

Usando as aproximações e o modelo proposto por Lee [37], o coeficiente de correlação da potência de envoltória é:

$$\rho_{r^2} = J_0^2(\beta V \tau) \quad (3.24)$$

onde :

$J_0(\)$ - é a função de Bessel de primeira espécie;

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda}; \text{ e}$$

$V\tau$ - indica o deslocamento numa velocidade V , num intervalo de tempo τ .

A figura 3.11 caracteriza o coeficiente de correlação da envoltória descrito na equação 3.24, onde o coeficiente de correlação da envoltória é função de velocidade e tempo.

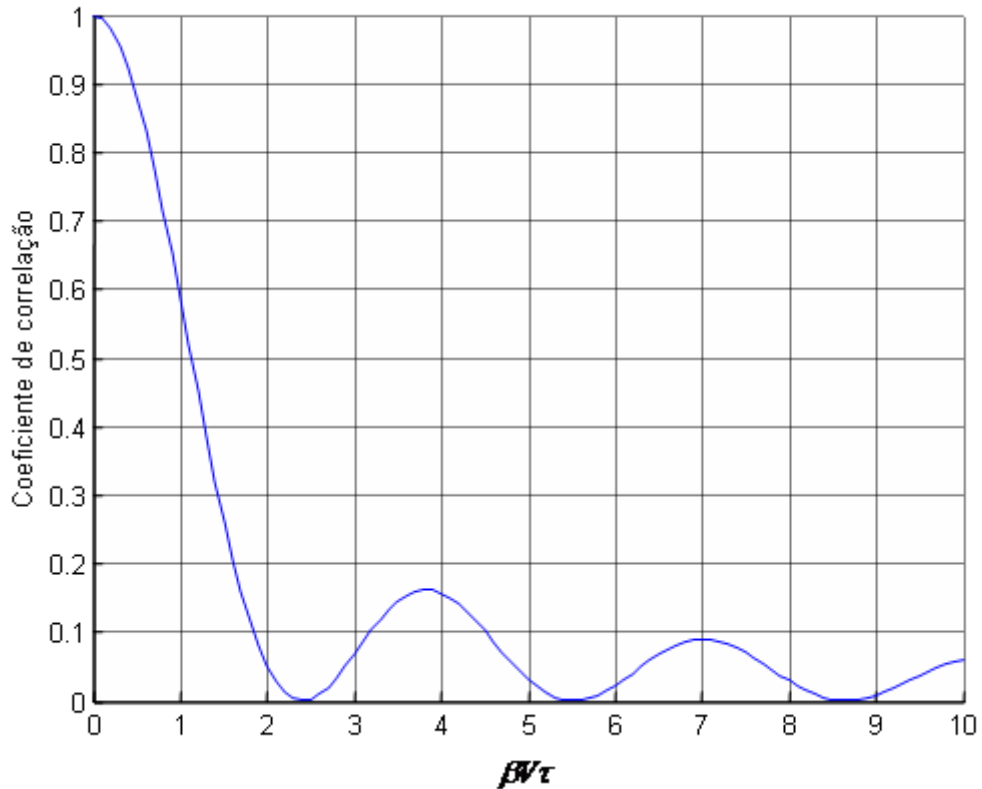


Figura 3.11 - Coeficiente de correlação da envoltória.

Se o interesse é trabalhar em função da distância entre as antenas, como no sistema MIMO, tem-se:

$$V\tau = d \tag{3.25}$$

Levando a equação (3.25) na (3.24) tem-se:

$$\rho_{r^2} = J_0^2(\beta d) \tag{3.26}$$

3.3.3 CARACTERIZAÇÃO DA CORRELAÇÃO

Existem vários estudos publicados para caracterizar a correlação, partindo da definição de números complexos:

$$z(t) = x(t) + jy(t) = r(t)e^{j\theta(t)} \quad (3.27)$$

onde:

$x(t) + jy(t)$ é o número complexo na forma retangular (cartesiana); e

$r(t)e^{j\theta(t)}$ é o número complexo na forma polar (exponencial).

As três maneiras de se caracterizar a correlação, mais utilizadas, são as seguintes:

- Caracterização por números complexos:

$$R_z = \langle z_1 z_2^* \rangle \quad (3.28)$$

onde:

z_1 - é o complexo do sinal 1; e

z_2^* - é o conjugado do sinal 2.

- Caracterização pela Envoltória:

$$R_r = \langle r_1 r_2 \rangle \quad (3.29)$$

onde:

r_1 - é a envoltória do sinal 1; e

r_2 - é a envoltória do sinal 2.

- Caracterização pela Potência:

$$R_{r^2} = \langle r_1^2 r_2^2 \rangle \quad (3.30)$$

onde:

r_1^2 - é a potência do sinal 1; e

r_2^2 - é a potencia do sinal 2.

Após uma análise dos conceitos de números complexos e das três caracterizações acima, percebe-se que elas estão fortemente interligadas e o coeficiente de correlação das três possibilidades têm valores muito próximos, isto é:

$$\left| \rho_{z_1 z_2^*} \right|^2 = \rho_{r_1^2 r_2^2} \approx \rho_{r_1 r_2} \quad (3.31)$$

A análise feita no item 3.3.2 foi baseada em potência. No caso da envoltória, o coeficiente de correlação é dado pela expressão:

$$\rho_r = J_0(\beta d) \quad (3.32)$$

A equação 3.32 está caracterizada na figura 3.12.

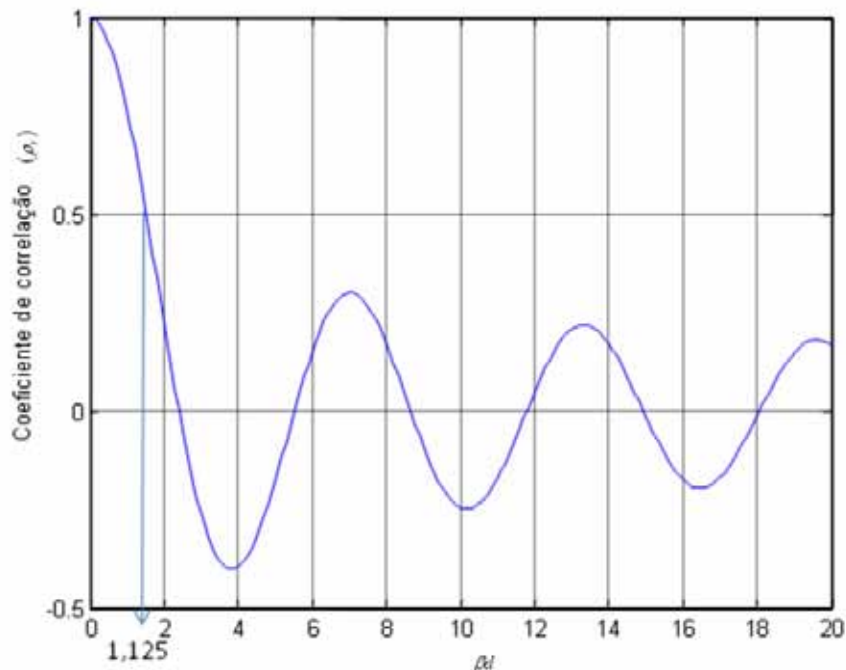


Figura 3.12 - Coeficiente de correlação

É importante lembrar que todos esses parâmetros são baseados no modelo de duas dimensões, que mostra ser muito eficiente e prático, já que grande parte dos raios espalhados que chegam ao receptor tem ângulo de elevação nulo ou quase nulo.

3.3.3.1 MEDIDAS DO COEFICIENTE DE CORRELAÇÃO NUM AMBIENTE SIMULADO

As simulações do Coeficiente de Correlação foram realizadas através do programa Simulink(versão 6.5)/Matlab (versão 2006b), simulando um ambiente onde há um conjunto de raios chegando a um receptor, com as seguintes características:

- Tempo de variação para a correlação $\Delta\tau = [0,50]$ ms.
- Doppler máximo = 40 Hz.
- Frequência = 1 GHz.

Fazendo uma simulação com esses parâmetros, obtém-se a resposta apresentada na figura 3.13.

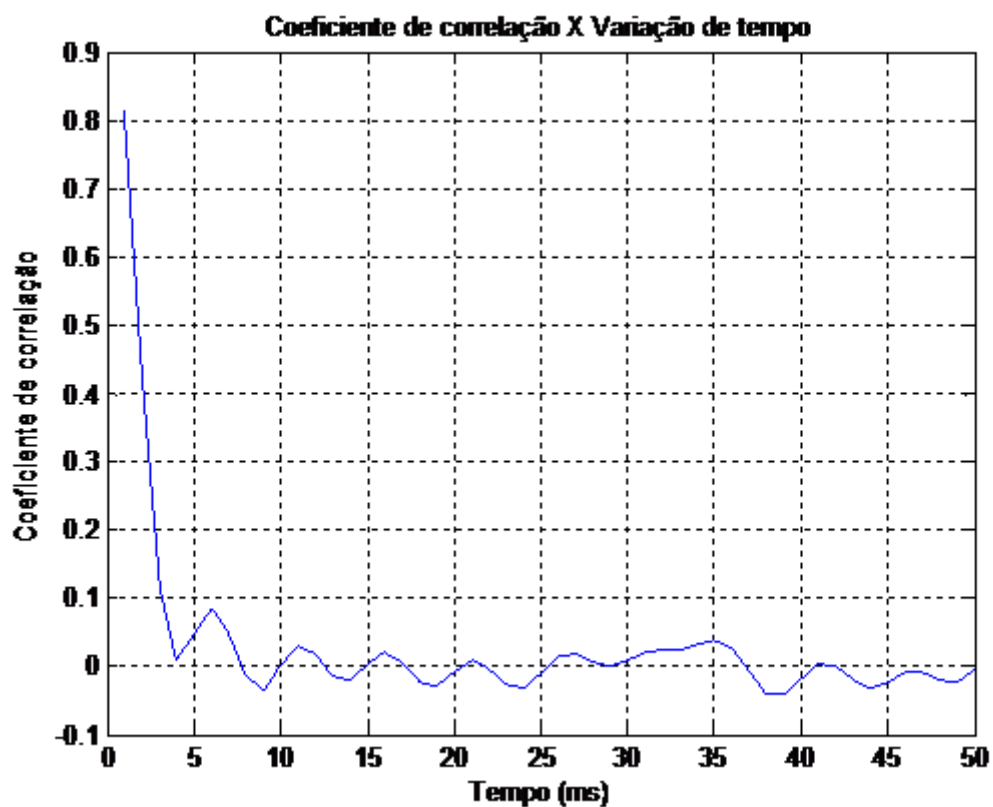


Figura 3.13 - Coeficiente de correlação simulado com $\Delta\tau = [0,50]$ ms, Doppler máximo = 40 Hz e Frequência = 1 GHz.

Na figura 3.13, percebe-se que após 1,8 ms o nível do coeficiente de correlação do sinal está em, aproximadamente, 0,5 e conforme o tempo aumenta sua tendência é diminuir.

3.3.4 CORRELAÇÃO DA ENVOLTÓRIA BASEADA NUMA SEPARAÇÃO DE ESPAÇO

Em sistemas MIMO, com múltiplos elementos transmitindo e recebendo um sinal, conforme mostra a figura 3.14, é de importância fundamental que se conheça o comportamento do desvanecimento em cada canal. Para investigar este fenômeno, faz-se uma análise do coeficiente de correlação baseado na separação espacial, que já foi definido na equação 3.32:

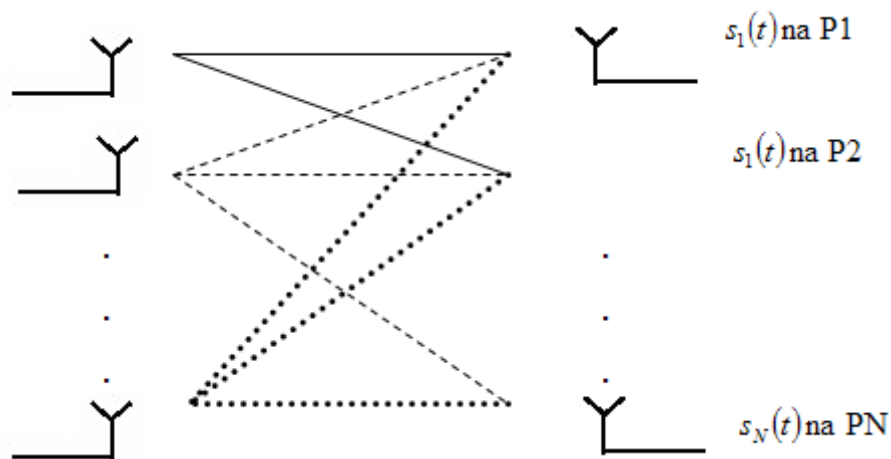


Figura 3.14 - Sistema MIMO

Nesse ponto, é necessário definir parâmetros e posicionar os transmissores e receptores de tal forma que os sinais fiquem descorrelacionados. Usando o modelo uniforme (2D) já analisado, o coeficiente de correlação, baseado na distância, é dado pela equação (3.33):

$$\rho_r(d) = J_0(\beta d) \quad (3.33)$$

Para o modelo em três dimensões (3D), segundo VAUGHAN [38], tem-se:

$$\rho_r(d) = \frac{\sin(\beta d)}{\beta d} \quad (3.34)$$

Fazendo uma comparação entre os modelos, percebe-se que seus resultados são bem próximos tanto em nível de envoltória quanto de potência. A figura 3.15 permite uma comparação do comportamento do coeficiente de correlação em função dos modelos 2D e 3D, que são muito parecidos.

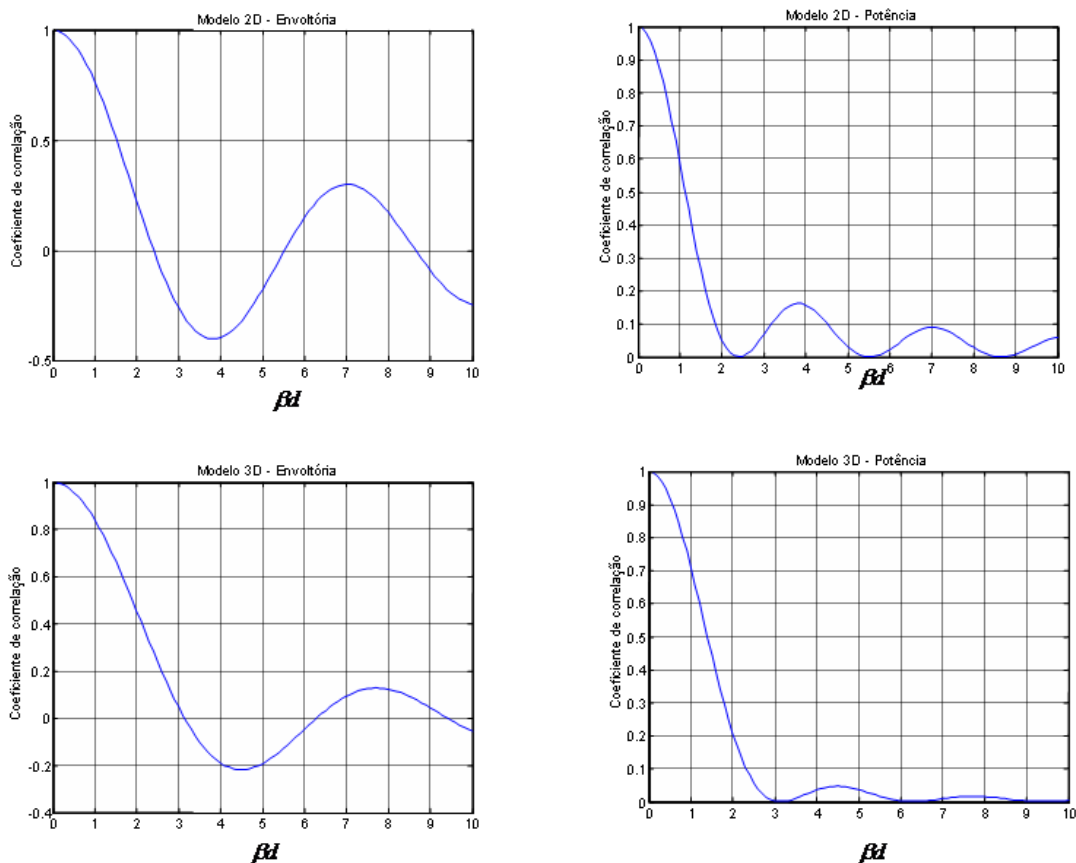


Figura 3.15 - Comparação do coeficiente de correlação dos modelos 2D e 3D, de envoltória e potência em função de βd , onde β é o comprimento de onda e d é a distância.

Os modelos analisados levam em consideração a diferença entre o tempo t_1 , para que a onda atinja uma antena A, e o tempo t_2 , para que a mesma onda atinja a antena B, conforme mostra a figura 3.16.

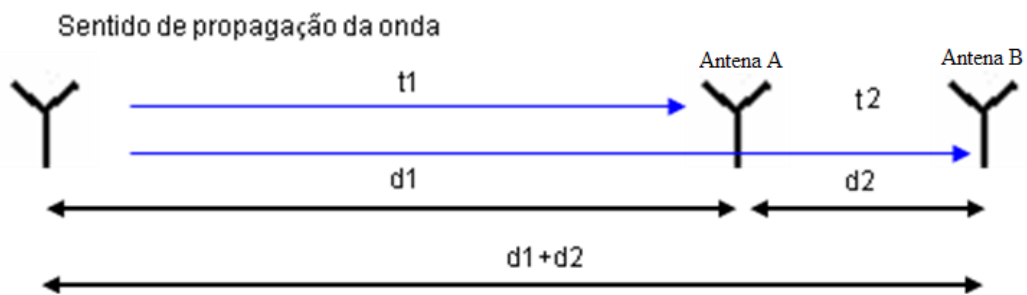


Figura 3.16 - Caracterização do tempo de chegada das ondas nas antenas receptoras, no caso em que estão alinhadas com o transmissor

Porém, a propagação pode ocorrer em diversos ambientes e o posicionamento das antenas pode estar de outra forma, conforme mostra a figura 3.17:

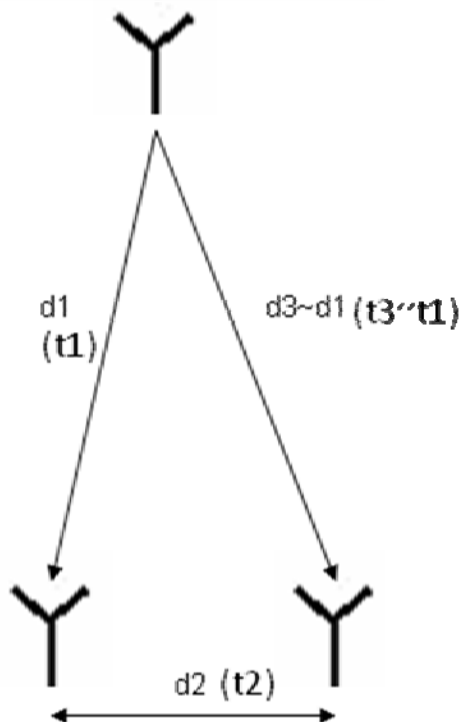


Figura 3.17 - Caracterização do tempo de chegada das ondas nas antenas receptoras, no caso em que estão aproximadamente, à mesma distância do transmissor.

Neste caso, as ondas atingiriam as antenas em tempos iguais (t_1) ou, no caso de um ambiente real, em tempos muito próximos, de forma que a diferença entre as distâncias da fonte emissora e as unidades de recepção seriam muito pequenas em relação ao comprimento de onda. Logo, é importante a análise de ambos os casos e das situações intermediárias, onde as ondas estariam chegando em trajetória “inclinada”, conforme ilustra a figura 3.18.

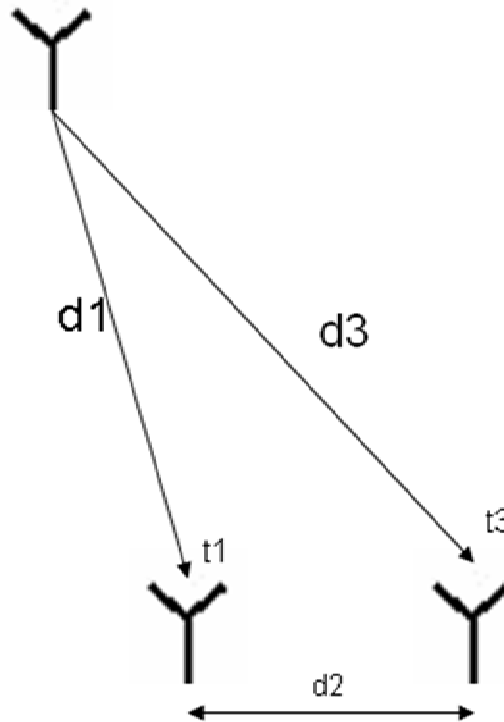


Figura 3.18 - Caracterização do tempo de chegada das ondas nas antenas receptoras, no caso em que a trajetória é inclinada

Além dos casos descritos acima, as ondas podem estar se propagando em situações onde a diferença entre as distâncias é pequena em relação ao comprimento de onda, porém os canais sofrem desvanecimento de forma decorrelacionada, conforme mostra a figura 3.19.

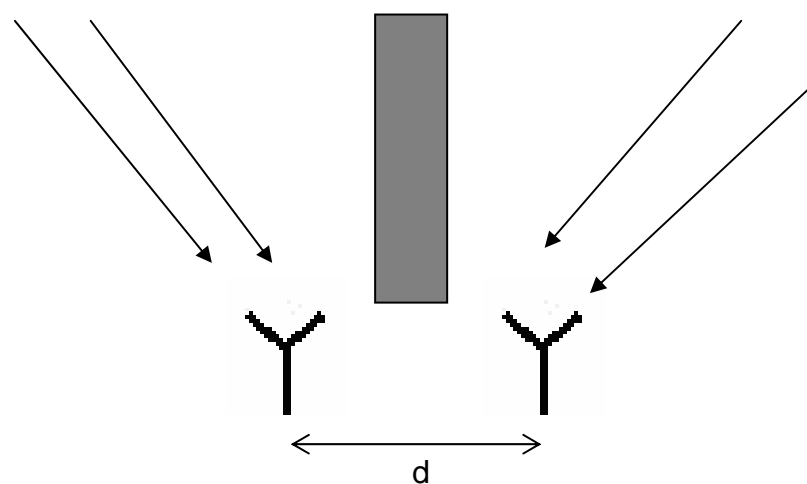


Figura 3.19 - Caracterização do tempo, no caso de percursos diferentes, com obstáculo entre as antenas

Nos casos indicados nas figuras 3.16, 3.17 e 3.18, a correlação depende, basicamente, do percurso de propagação, mas não no caso da figura 3.19, que é um caso incomum, porém caracteriza o caso extremo, no qual há um obstáculo entre as antenas e é possível perceber que a teoria descrita tem casos específicos que não funciona.

3.4 FASE

Lembrando que o sinal recebido como um conjunto de “N” ondas eletromagnéticas, é representado por:

$$s(t) = \sum_{j=1}^N a_j(t) = X_1 + jY_1 \quad (3.35)$$

tem-se para:

$$\Psi_1(t) = \tan^{-1} \frac{Y_1}{X_1} \quad (3.36)$$

No modelo clássico de canal, num ambiente sem visada, a fase do sinal foi suposta distribuída uniformemente entre 0 e 2π .

Num ambiente onde o receptor (e/ou transmissor) está em constante movimento, ocorre uma variação de fase, que gera um ruído de FM aleatório, e é expressa por:

$$w = \frac{d\psi}{dt} \Rightarrow \text{Movimento de oscilação / Freqüência} \quad (3.37)$$

Nesse ambiente com movimentação de receptor e/ou transmissor, o efeito Doppler é a base para o estudo de fase.

Num ambiente com múltiplas antenas é importante a análise da questão da fase, pois a degradação do sinal no canal pode gerar grande impacto na fase do sinal resultante em cada antena, e a maneira que o receptor irá associá-las é fundamental para o desempenho do

sistema. Estas questões são discutidas em análises específicas de técnicas de modulação para sistemas MIMO, que não é o foco dessa dissertação.

4 DIVERSIDADE E CAPACIDADE DO CANAL

4.1 DIVERSIDADE

Os sistemas com diversidade foram desenvolvidos com base na utilização de múltiplos canais, com a finalidade de manter o sistema de comunicação funcionando mesmo se algum canal estiver passando por um momento de atenuação profunda, devido ao desvanecimento.

Os canais de rádio são classificados normalmente como:

- SISO (Simple-Input Simple-Output) – Canais que possuem uma entrada e uma saída.
- SIMO (Simple-Input Multiple-Output) – Canais que possuem uma entrada e múltiplas saídas.
- MISO (Multiple-Input Simple-Output) - Canais que possuem múltiplas entradas e uma saída.
- MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) – Canais que possuem múltiplas entradas e múltiplas saídas.

A figura 4.1 caracteriza o fundamento da diversidade num sistema SIMO.

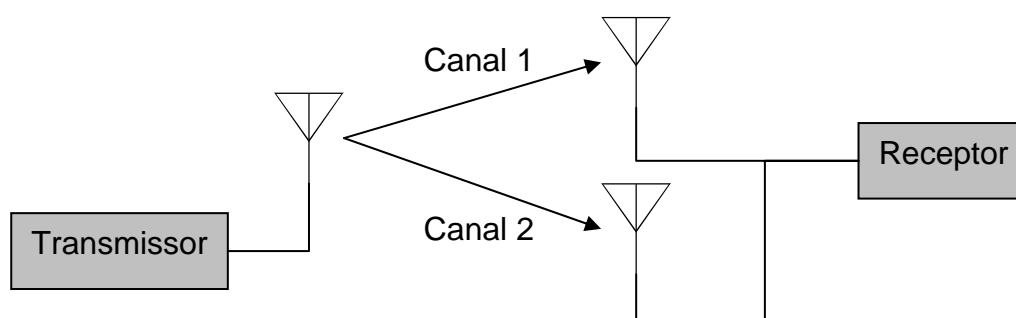


Figura 4.1 - Sistema SIMO com 2 canais

Para os sistemas funcionarem com eficiência, deve-se fazer um estudo dos parâmetros que serão utilizados no mesmo, como por exemplo, a distância em que as antenas receptoras devem estar posicionadas, para não ocorrer desvanecimento elevado

simultaneamente. O coeficiente de correlação é o parâmetro que normalmente se emprega para garantir uma diversidade efetiva.

Os tipos de diversidade que normalmente são utilizados são os seguintes:

- Diversidade de espaço;
- Diversidade de componentes de campo;
- Diversidade de polarização;
- Diversidade de frequência;
- Diversidade de ângulo;
- Diversidade por diagrama de irradiação.

Os tipos de diversidade acima podem ser empregados de forma composta, ou seja, usando simultaneamente mais de um deles, sendo os métodos de combinação dos sinais recebidos fundamentais para o desempenho do sistema.

Num sistema com múltiplas antenas, o método de diversidade mais empregado baseia-se na separação entre as antenas (diversidade de espaço), ou seja, usa-se a correlação de envoltória versus distância entre as antenas, como já foi analisado no capítulo 3.

Na figura 4.1 foi caracterizado um sistema com dois canais, porém, visando melhorias no desempenho do sistema há a possibilidade de se utilizar um sistema com mais “antenas” e, em consequência, mais canais, conforme mostra a figura 4.2.

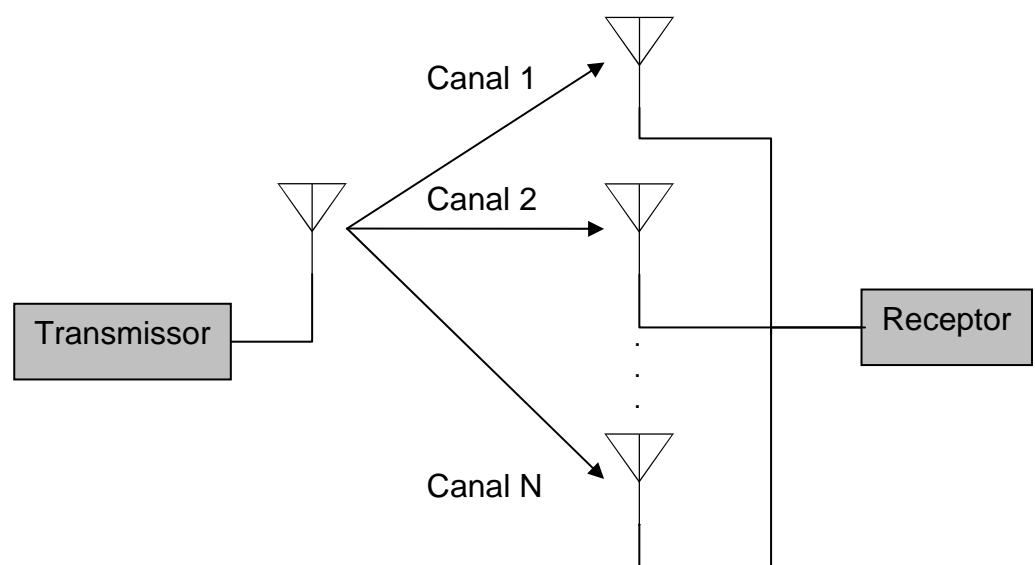


Figura 4.2 - Sistema SIMO com N canais

4.2 MULTIPLEXAÇÃO

Outro parâmetro importante a ser utilizado em sistemas com múltiplos canais é o ganho por multiplexação, cuja caracterização está associada ao aumento do número de antenas transmissoras, sendo a distância entre as antenas função da correlação. Esse aumento do número de antenas transmissoras é caracterizado, em alguns estudos, como diversidade espacial na transmissão, conforme mostra a figura 4.3.

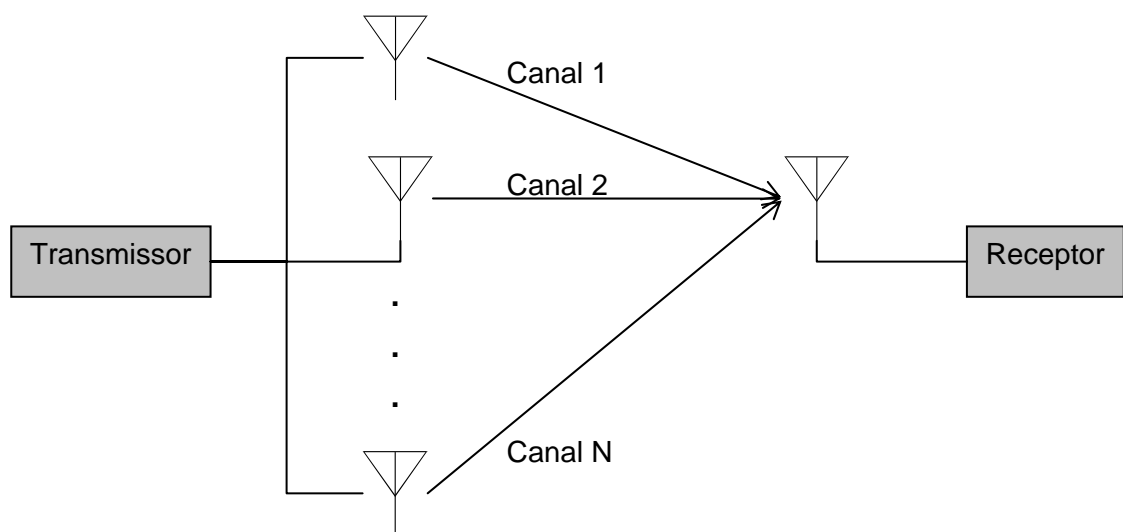
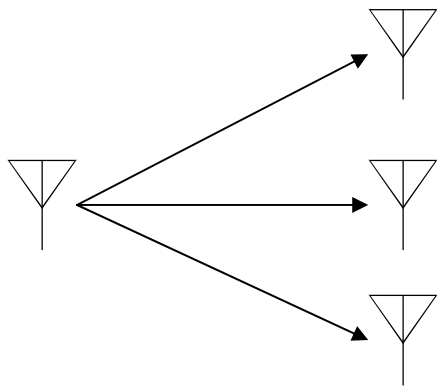
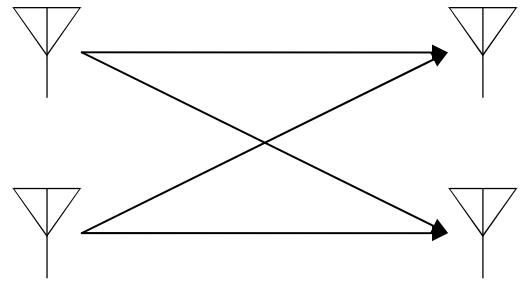


Figura 4.3 - MISO com N canais

A combinação do número de transmissores e receptores, ou seja, a combinação entre “diversidade e multiplexação”, possibilita que se obtenha um número máximo de canais, aumentando as chances de não ocorrência de desvanecimento em todos os canais de forma simultânea, aumentando, em consequência, o desempenho do sistema. Esta combinação está ilustrada nas figuras 4.4 e 4.5 para 4 e 8 antenas, respectivamente.

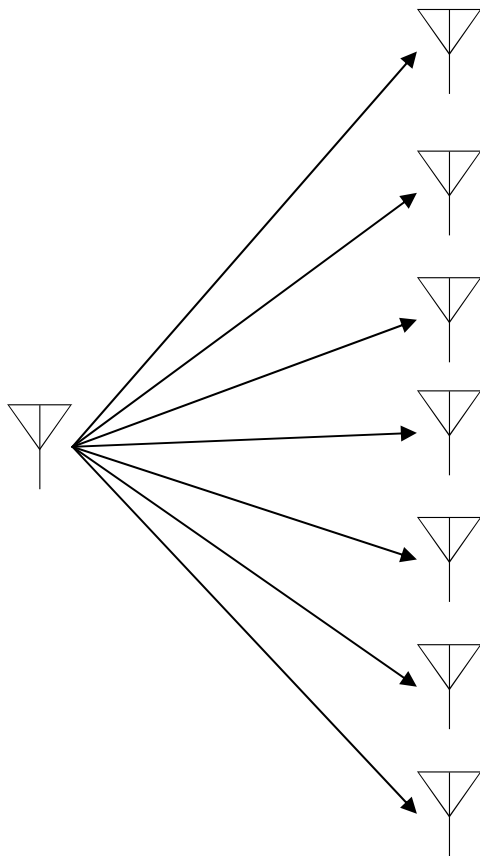


3 canais

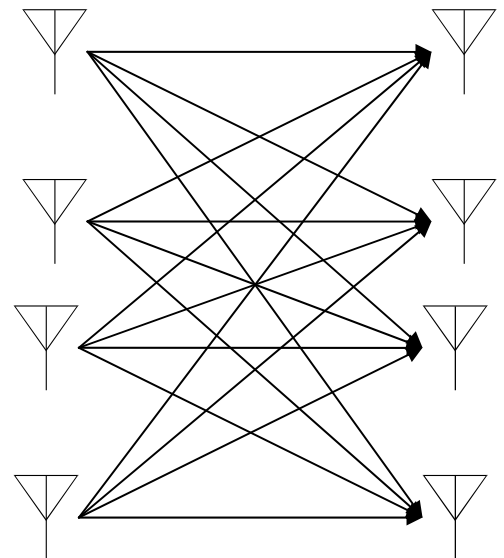


4 canais

Figura 4.4 - Diversidade com 4 antenas



7 canais



16 canais

Figura 4.5 - Diversidade com 8 antenas

Percebe-se na figura 4.4 que, no caso onde há quatro canais (diversidade com 4 antenas), há uma situação mais confiável para o enlace de dados, além de proporcionar o

aumento de 25% no número canais. O mesmo princípio vale para a figura 4.5 com 16 canais (oito antenas).

4.3 CAPACIDADE DO CANAL

A teoria de capacidade do canal, desenvolvida inicialmente por Shannon, é mais uma ferramenta que pode ser utilizada para se caracterizar os benefícios do sistema MIMO e compará-los com os sistemas SISO, MISO e SIMO. O cálculo da capacidade destes canais será apresentado nos itens a seguir.

4.4 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA SISO

Um canal SISO (Simple-Input Simple-Output) é formado basicamente por uma antena emissora de sinal e uma antena receptora, que recebe o sinal e o ruído, conforme está mostrado na figura 4.6.

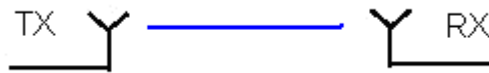


Figura 4.6 – Canal SISO

O sinal recebido é calculado por:

$$r_i(t) = s_i(t)G + n_i(t) \quad (4.1)$$

onde :

$r_i(t)$ - é o sinal recebido;

$s_i(t)$ - é o sinal transmitido;

G - é o ganho do canal; e

$n_i(t)$ - é o ruído.

A capacidade de transmissão do canal, definida por Shannon [39] para um sistema SISO, é dada por:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_n} \right) \quad (4.2)$$

onde :

C - é a capacidade do canal;

P_r - é a potência recebida; e

P_n - é a potência de ruído.

A relação sinal-ruído é definida por:

$$\rho = \frac{P_r}{P_n} = \frac{P_t E(|G|^2)}{P_n} \quad (4.3)$$

onde:

P_t - é a potência de transmissão; e

$E(|G|^2)$ - é o valor esperado do módulo do ganho ao quadrado.

Assim, a capacidade do canal pode ser expressa por:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{P_t E(|G|^2)}{P_n} \right) = \log_2 (1 + \rho |H|^2) \quad (4.4)$$

Onde H é o ganho normalizado, e é dado por:

$$H = \frac{G}{\sqrt{E(|G|^2)}} \quad (4.5)$$

Ou seja:

$$E(|H|^2) = 1$$

4.5 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA SIMO

Um sistema SIMO (*Simple-Input Multiple-Output*) é um sistema constituído por uma antena transmitindo um sinal e várias antenas recebendo este sinal, conforme ilustra a figura 4.7.

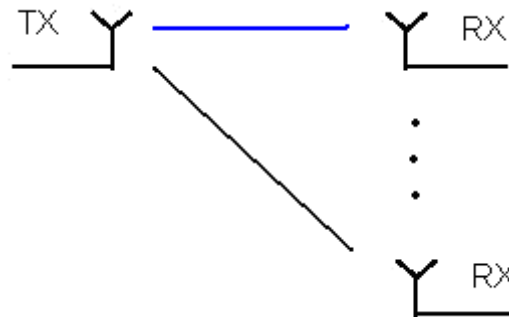


Figura 4.7 – Sistema SIMO

Definindo-se a relação sinal-ruído para o sistema SIMO como:

$$SNR = \frac{P_r}{P_n}$$

Onde a potência recebida e a potência de ruído são definidas por:

$$P_r = M^2 P_t E(|G|^2) \quad (4.6)$$

onde:

$$E(|G_{j,1}|^2) = M^2 E(|G|^2);$$

$$P_{ruído} = M P_n ; e$$

$G_{j,1}$ – é o ganho de cada canal e $1 < j \leq M$; e

M – é o número de componentes de ruído que se somam de forma decorrelacionada.

Assim:

$$SNR = \frac{M^2 P_t E(|G|^2)}{M P_n} = M \rho |H|^2 \quad (4.7)$$

Então, a capacidade do canal SIMO fica definida como:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{j=1}^M |H_{j1}|^2 \right) \quad (4.8)$$

onde:

H_{j1} - é a matriz de ganho normalizado do canal:

$$H_{j1} = \begin{bmatrix} H11 \\ H21 \\ \vdots \\ HM1 \end{bmatrix} \quad (4.9)$$

Os elementos da matriz H_{j1} estão mostrados na figura 4.8.

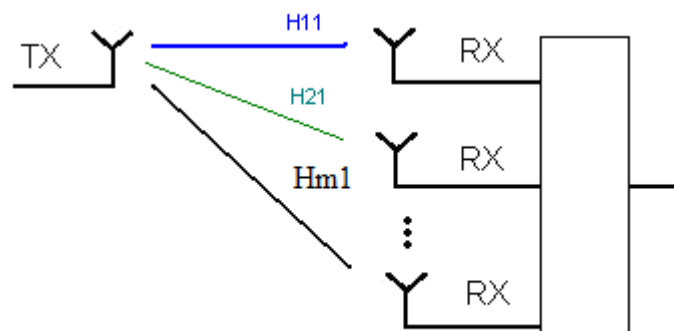


Figura 4.8 – Sistema SIMO com caracterização dos canais H11 ao Hm1

Como observação, o parâmetro ρ (relação sinal-ruído definida para um sistema SISO) serve de ajuste para caracterizar o sistema completo.

4.6 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA MISO

Um sistema MISO (*Multiple-Input Simple-Output*) consiste de várias antenas transmitindo e apenas uma recebendo, conforme mostra a figura 4.9:

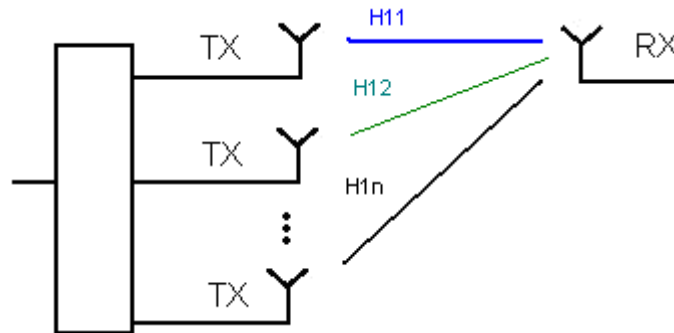


Figura 4.9 – Sistema MISO com caracterização dos canais H11 ao H1n

De forma análoga feita para o sistema SIMO, encontra-se a matriz do ganho normalizado:

$$H_{1j} = [H11 \ H12 \ \dots \ H1m] \quad (4.10)$$

e a capacidade do canal é dada por:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^m |H_{1i}|^2 \right) \quad (4.11)$$

4.7 CAPACIDADE DO CANAL NUM SISTEMA MIMO

Um sistema MIMO (*Multiple-Input Multiple-Output*) consiste de várias antenas transmitindo e várias antenas recebendo, conforme ilustra a figura 4.10.

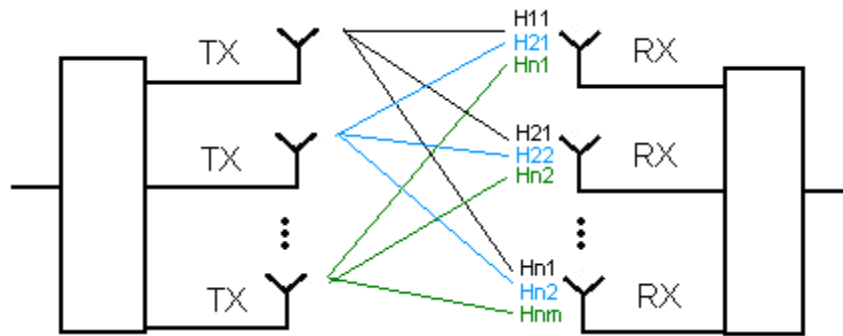


Figura 4.10 – Sistema MIMO com caracterização da matriz do canal

De forma análoga aos sistemas anteriores, pode-se definir a capacidade do canal para o sistema MIMO como:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n |H_{ji}|^2 \right) \quad (4.12)$$

4.8 CAPACIDADE DE N CANAIS PARALELOS

Um sistema com N canais paralelos está apresentado na figura 4.11.

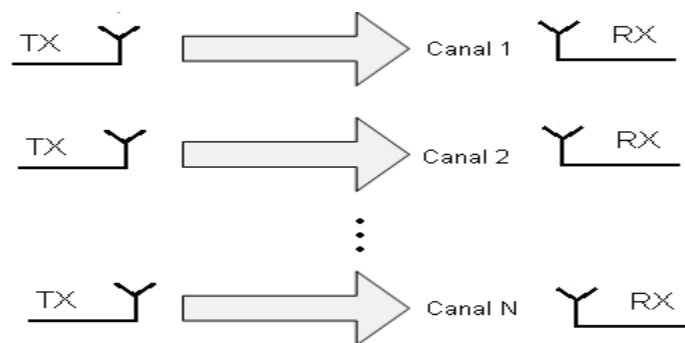


Figura 4.11 - Caracterização de um sistema com canais N paralelos

Supondo que os N canais paralelos estejam decorrelacionados e que possuam ganho unitário, a expressão do sinal recebido fica da seguinte forma:

$$r = s + n \quad (4.13)$$

onde:

r – é o sinal recebido;

s – é o sinal transmitido; e
 n – é o ruído gaussiano branco.

Assim, a capacidade do canal é dada pela seguinte expressão:

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\pi_i}{\sigma_i^2} \right) \quad (4.14)$$

onde:

π_i - é a potência por canal; e

σ_i^2 - é a potência de ruído por canal.

Na equação 4.14 se percebe que a capacidade de N canais paralelos é o somatório da capacidade dos N canais individuais. Se o sistema possui ganho não unitário:

$$r_i = G_i s_i + n_i \quad (4.15)$$

onde:

r_i - é o sinal recebido;

G_i - é o ganho por canal;

s_i - é o sinal transmitido;

n_i - é o ruído (por canal); e

$$E(n_i^2) = \sigma^2.$$

Dividindo a equação (4.15) por G_i (Ganho por canal):

$$\frac{r_i}{G_i} = s_i + \frac{n_i}{G_i} \quad (4.16)$$

Fazendo:

$$\sigma_i^2 = \frac{\sigma^2}{G_i^2} \quad (4.17)$$

Encontra-se:

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\pi_i}{\sigma_i^2} G_i \right) \quad (4.18)$$

onde:

$\frac{\pi_i}{\sigma_i^2} G$ - é a relação sinal ruído (SNR ou RSR).

Para uma distribuição igual de potência entre os transmissores, tem-se:

$$\pi_i = \frac{P_t}{N}$$

E a capacidade do canal é determinada pela seguinte expressão:

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{P_t}{N\sigma^2} |G_i|^2 \right) \quad (4.19)$$

4.9 REDUÇÃO DO SISTEMA MIMO A UM SISTEMA DE CANAIS PARALELOS

Dada a matriz de ganho G , com dimensões $M \times N$:

$$G = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1M} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ H_{N1} & H_{N2} & \cdots & H_{NM} \end{bmatrix} \quad (4.20)$$

Definido U e V , como:

$$U = GG^H;$$

$$V = G^H G;$$

onde:

(^H) - significa que a matriz é conjugado-transposta.

Sendo U e V matrizes ortogonais, onde U é uma matriz com dimensões $M \times M$ e V é uma matriz com dimensões $N \times N$.

D é uma matriz diagonal de dimensões $M \times N$, cujos elementos da diagonal são iguais à raiz quadrada dos autovalores de GG^H .

$$D = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_N} \\ 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix} \text{ Se } M > N \text{ e } D = \begin{bmatrix} \sqrt{\lambda_1} & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & \sqrt{\lambda_M} & 0 \end{bmatrix} \text{ Se } M < N$$

Usando:

$$\tilde{r} = U^H r$$

$$\tilde{s} = V^H s \tag{4.21}$$

$$\tilde{n} = U^H n$$

Para o caso onde $M > N$:

$$\tilde{r} = D\tilde{s} + \tilde{n} \tag{4.22}$$

$$\begin{pmatrix} \tilde{r}_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{r}_M \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sqrt{\lambda_1} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & \cdots & \sqrt{\lambda_N} \\ 0 & \cdots & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \tilde{s}_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{s}_M \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \tilde{n}_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ \tilde{n}_M \end{pmatrix} \tag{4.23}$$

onde:

$$\begin{aligned}
\tilde{r}_1 &= \sqrt{\lambda_1} \tilde{s}_1 + \tilde{n}_1 \\
\tilde{r}_2 &= \sqrt{\lambda_2} \tilde{s}_2 + \tilde{n}_2 \\
&\vdots \\
\tilde{r}_N &= \sqrt{\lambda_N} \tilde{s}_N + \tilde{n}_N \\
&\vdots \\
\tilde{r}_M &= \tilde{n}_M
\end{aligned} \tag{4.24}$$

Assim, reduz-se o sistema MIMO a um sistema de N canais paralelos. Voltando-se à equação (4.19) substituindo G_i^2 por λ_i tem-se:

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\pi_i^*}{\sigma^2} \lambda_i \right) \tag{4.25}$$

onde:

$\pi_i^* = \frac{P_i}{N}$ - é a potência por canal com o detalhe do processo de waterfilling

(Nivelamento); e

Pode-se reescrever a equação acima da seguinte forma:

$$C = \sum_{i=1}^N \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{N} \lambda_i^* \right) \tag{4.26}$$

onde:

λ_i^* - são os autovalores de HH^H ;

$$H = \frac{G}{E\{|G_{ij}|^2\}}; e$$

$\frac{\rho}{N}$ - Ruído por canal (valor esperado).

Após algumas manipulações algébricas pode-se reescrever a equação acima como:

$$C = \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{N} HH^H \right) \right] \tag{4.27}$$

onde:

I - é a matriz identidade $M \times M$;

$\rho = E[\text{SNR}]$ - é o valor esperado da relação sinal ruído em cada receptor;

H - é a matriz determinística do canal $M \times N$;

$$HH^H = U\Lambda U^H;$$

$$\Lambda = \frac{D}{E\{|G_{ij}|\}};$$

$$U = GG^H; e$$

G - é a Matriz de ganho.

4.10 CASO DO "PINHOLE" OU "KEYHOLE"

Existem casos específicos em que o ganho por multiplexação é bastante prejudicado, pois o canal pode ter alguma região que funcione como um "gargalo", conforme mostra a figura 4.12.

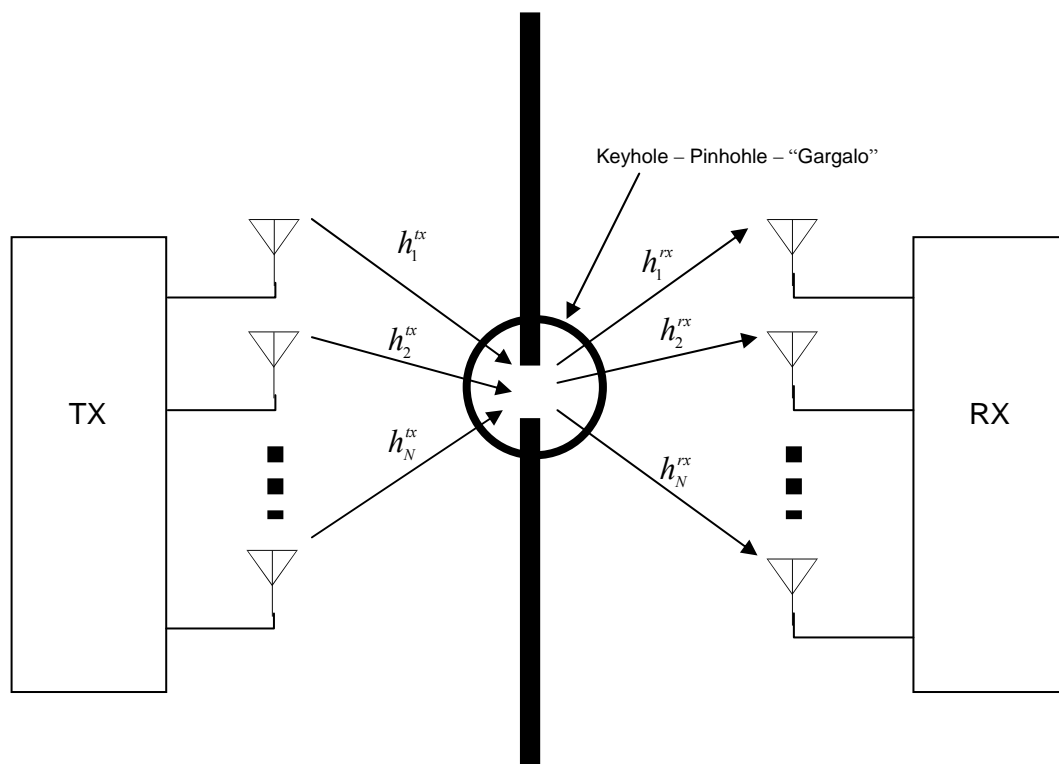


Figura 4.12 - Caracterização do "Keyhole"

O termo "Keyhole" caracteriza um buraco de fechadura e o termo "Pinhole" um buraco de agulha. Estes gargalos influenciam o canal e o seu impacto no mesmo pode ser caracterizado pela seguinte matriz:

$$r = \begin{bmatrix} h_1^{RX} h_1^{TX} & h_1^{RX} h_2^{TX} & \dots & h_1^{RX} h_N^{TX} \\ h_2^{RX} h_1^{TX} & \ddots & \dots & h_2^{RX} h_N^{TX} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_M^{RX} h_1^{TX} & \dots & \dots & h_M^{RX} h_N^{TX} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ \vdots \\ \vdots \\ s_N \end{pmatrix} + n \Leftrightarrow \begin{bmatrix} h_1^{RX} \sum_{i=1}^N s_i h_{1i}^{TX} \\ h_2^{RX} \sum_{i=1}^N s_i h_{2i}^{TX} \\ \vdots \\ h_N^{RX} \sum_{i=1}^N s_i h_{ni}^{TX} \end{bmatrix} + n \quad (4.28)$$

A matriz (4.28) caracteriza o canal da unidade transmissora até o “gargalo” e do “gargalo” até a unidade receptora. O estudo do caso acima é importante, pois começa a dar uma idéia dos limites e desafios dos sistemas MIMO.

Outro caso muito comum, e de certa forma mais complexo de conceituar, são os “*Multi-keyhole*”, ou seja, múltiplos gargalos, conforme mostra a figura 4.13.

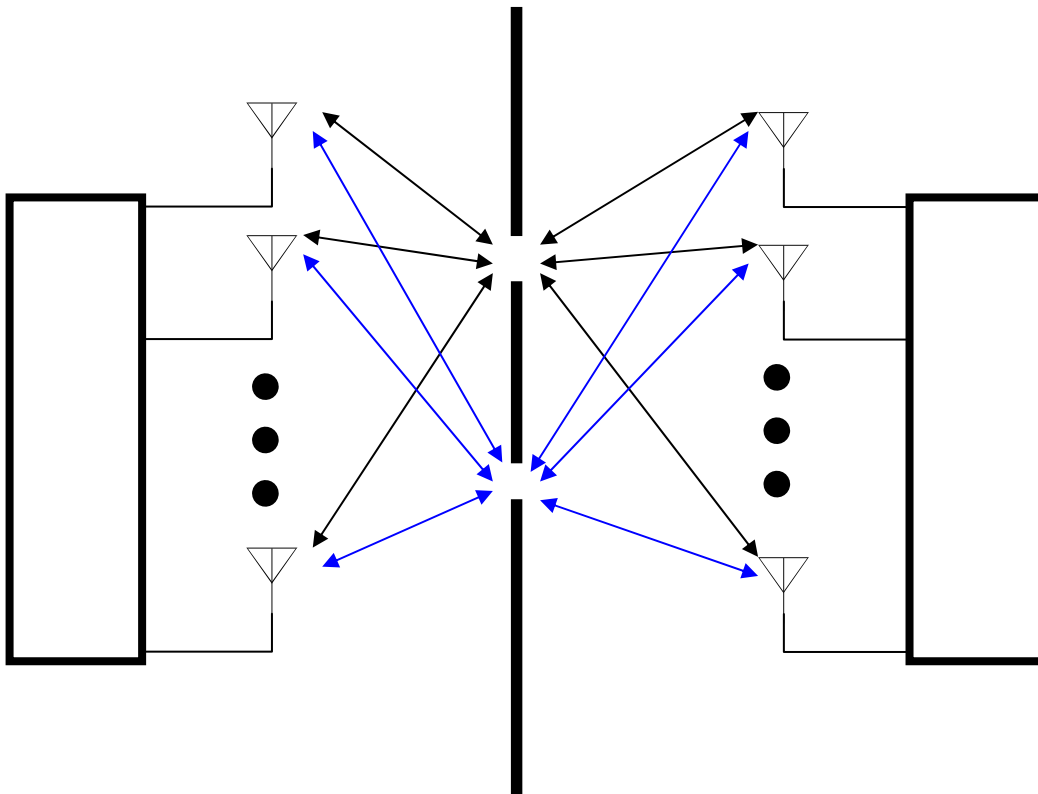


Figura 4.13 - Caracterização do "Multi-Keyhole"

Com vários gargalos, o sistema tem um aumento no ganho por multiplexação e, com o aumento do número de passagens, ele volta a ser um sistema “MIMO típico”. ALMERS [15] e LOYKA [31] realizaram estudos de desempenho do sistema MIMO para o caso “*Multi-keyhole*”.

4.11 CAPACIDADE ERGÓDICA

Para a caracterização de capacidade ergódica, utiliza-se o conceito de valor esperado ou média, que está relacionada aos conceitos de probabilidade e estatística, onde o valor esperado é:

$$\bar{x} = \frac{\sum_{i=1}^K x_i}{K} \quad (4.29)$$

onde:

x_i - são as amostras de um experimento;

K - é a quantidade de amostras; e

\bar{x} - é o valor médio das amostras do experimento.

A utilização desse conceito, juntamente com o de capacidade do canal, possibilita a definição matemática de capacidade ergódica, conforme a equação 4.30:

$$C = E \left\{ \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{N} HH^H \right) \right] \right\} \text{bps} / \text{Hz} \quad (4.30)$$

A capacidade ergódica é bastante utilizada em experimentos desenvolvidos com os sistemas MIMO, pois é uma boa ferramenta científica para a avaliação dos mesmos.

4.12 CAPACIDADE CONDICIONADA

No estudo de desempenho e projeto de sistemas MIMO o conceito de probabilidade aliada à capacidade do canal também é aplicado.

A função distribuição de probabilidade é definida da seguinte forma:

$$F_X(x) = P[X < x] = \int_{-\infty}^x f_X(x) dx \quad (4.31)$$

Esses conceitos associados caracterizam a probabilidade condicionada, que matematicamente é expresso da seguinte forma:

$$\text{Prob}\left\{\log_2\left[\det\left(I + \frac{\rho}{N} HH^H\right)\right] \leq C_{outage}\right\} = p \quad (4.32)$$

onde:

C_{outage} - é a capacidade do canal.

Os demais parâmetros já foram definidos acima.

A probabilidade condicionada é uma ferramenta científica importante e serve para estudo de desempenho e projeto de sistemas MIMO.

4.13 CAPACIDADE DE UM SISTEMA MIMO COM DESVANECIMENTO SELETIVO

A capacidade de um canal, que é o máximo de taxa de transmissão que se consegue no mesmo, é normalmente definida em bits por segundo (bps). Até este ponto, neste trabalho, as análises desenvolvidas utilizam a forma diferencial (bps/Hz). Se o estudo for feito em uma determinada largura de banda, o que é comum em estudos de capacidade de canal, basta utilizar conceitos de cálculo numérico e integração para encontrar a capacidade do canal.

- Para o caso de desvanecimento plano, ou seja, quando a atenuação é a mesma para todas as frequências do canal, tem-se a integral de uma reta para encontrar a capacidade do canal;
- Para o caso de desvanecimento seletivo, ou seja, quando a atenuação varia de acordo com a frequência, no canal, usa-se a integração ao longo da banda.

A maneira mais usual para determinar a capacidade do canal num sistema SISO, com desvanecimento plano, é:

$$C = B \cdot \log_2\left(1 + \frac{P_r}{P_n}\right) \quad [\text{bps}] \quad (4.32)$$

onde:

B - é a largura de banda;

P_r - é a potência do sinal no receptor; e

P_n - é a potência de ruído no receptor.

Para o caso de um canal com desvanecimento seletivo, usa-se a seguinte expressão:

$$C = \int_B \log_2 \left(1 + \frac{P_r}{P_n} \right) df \quad (4.33)$$

No caso de um sistema MIMO, a maneira mais conveniente para determinar a capacidade do canal é:

$$C = \int_B \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{N} H(f) H^H(f) \right) \right] df \quad (4.34)$$

onde:

$H(f)$ - é matriz formada pelos canais em função da frequência.

Ou, em termos de somatórios:

$$C = \frac{1}{N_s} \sum_{i=1}^{N_s} \log_2 \left[\det \left(I + \frac{\rho}{N} H(f) H^H(f) \right) \right] \quad (4.35)$$

5 MEDIDAS REALIZADAS EM AMBIENTES INTERNOS E EXTERNOS

Neste capítulo serão apresentadas as medidas do nível de potência do sinal recebido, realizadas em ambientes típicos internos e externos, a fim de se analisar o comportamento do sinal num sistema MIMO com duas entradas e duas saídas.

5.1 EQUIPAMENTOS DE MEDIDAS

Conforme foi definido no Capítulo 1, o objetivo dessa dissertação é a análise de medidas de sistemas MIMO, na frequência de 2,4 GHz, em ambientes internos e externos, para identificar os benefícios sistêmicos que podem ser alcançados com a utilização dos mesmos.

Para possibilitar a realização dos testes de propagação necessários aos estudos, **o autor desenvolveu e configurou um *setup* inédito**, que passou a ser uma contribuição adicional para o estudo dos canais MIMO, pelas suas características intrínsecas de praticidade e simplicidade de operação. Os equipamentos que compõem o setup serão descritos a seguir.

5.1.1 EQUIPAMENTO DE TRANSMISSÃO

Para fazer as medidas necessárias para estudo do comportamento de um canal MIMO, foram utilizados dois transmissores SENAÓ, tipo: *Long Range Wireless Multi-Client Bridge, Modelo:SL-2611CB3PLUS(DELUXE)(F200)*, S/N 04B223265, com potência de saída de 23 dBm, com duas antenas dipolos, conforme consta no manual do fabricante. Este transmissor está mostrado na figura 5.1



Figura 5.1 - Transmissor SENAÓ

As características mais importantes desse transmissor acima descrito estão apresentadas na tabela 5.1

Tabela 5.1 - Características do transmissor

INFORMAÇÕES DE RF	
Tipo de rádio	DSSS
Canais de operação	11 para América do Norte
Modulação	11Mbps / 5.5Mbps CCK; 2Mbps:DQPSK; 1Mbps:DBPSK
Potência de saída	23 dBm

5.1.2 SETUP DE RECEPÇÃO

Na recepção foram utilizados dois módulos com duas antenas setoriais, com abertura vertical e horizontal de 60 graus e ganho de 12 dBi, conforme ilustra a figura 5.2.

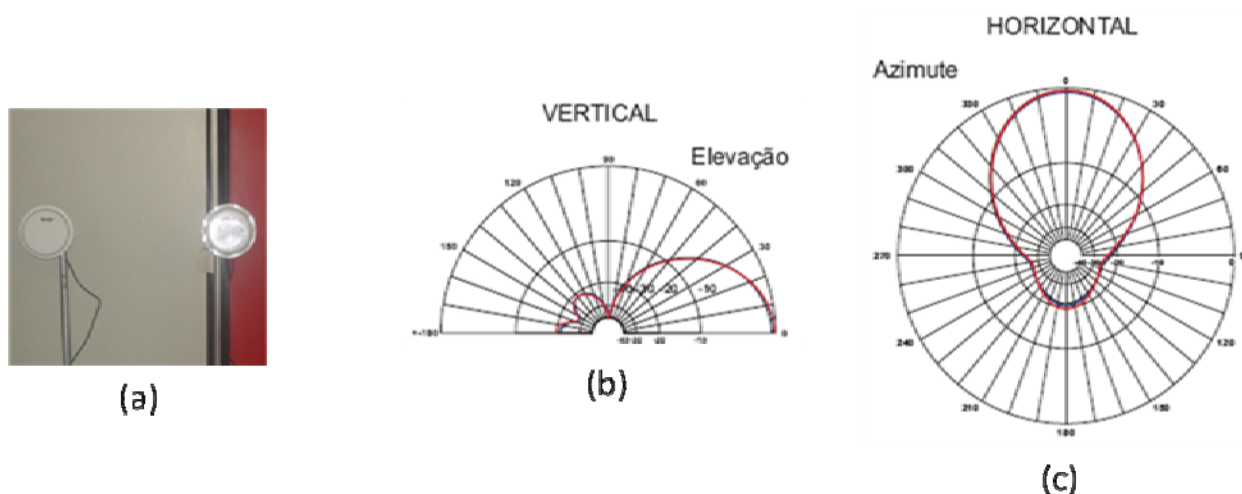


Figura 5.2 - (a) Antenas receptoras, (b) diagrama de irradiação vertical das antenas e (c) diagrama de irradiação horizontal das antenas

As medidas foram realizadas utilizando-se o canal 1 estabelecido no padrão IEEE 802.11b, que opera na faixa de frequência de 2,401 GHz até 2,423 GHz.

Para a aquisição dos dados, foram usadas duas placas Wi-Fi que operam no padrão IEEE 802.11b, juntamente com o programa computacional Network Stumbler, versão 0.4.0, desenvolvida por Marius Milner, que está ilustrado na figura 5.3.

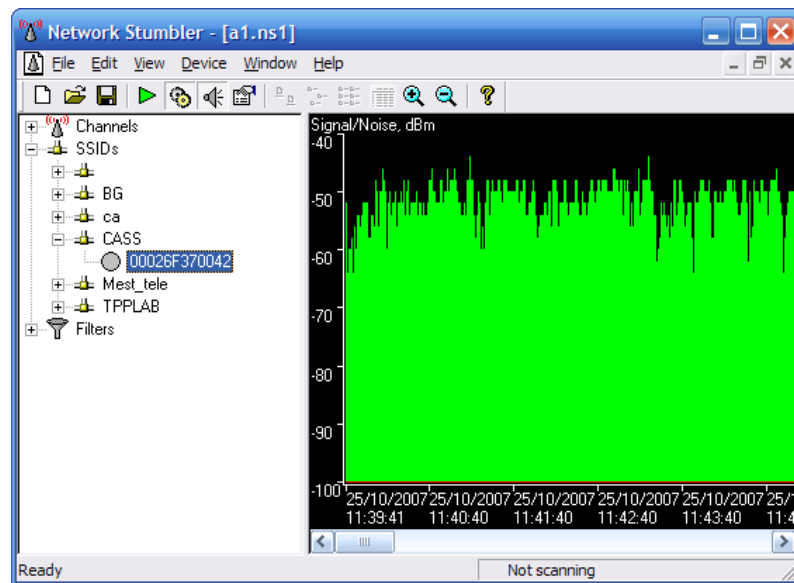


Figura 5.3 - Interface do programa computacional Network Stumbler

O programa Network Stumbler possui a facilidade de possibilitar a exportação dos dados para documento de texto para, a partir dele, importá-los para padrões de banco de dados e executar os filtros para organizar e extrair as informações escolhidas. No caso desta dissertação, interessam as informações de potência recebida em cada canal.

A taxa de amostragem na recepção de cada sinal transmitido foi, em média, de duas amostras por segundo (resolução horizontal) e varia de -100 a 0 dBm, de 2 em 2 dB (resolução vertical).

As placas receptoras e as antenas foram conectadas por cabos RG 58, com 6 metros de comprimento. O diagrama lógico do sistema está mostrado na figura 5.4.

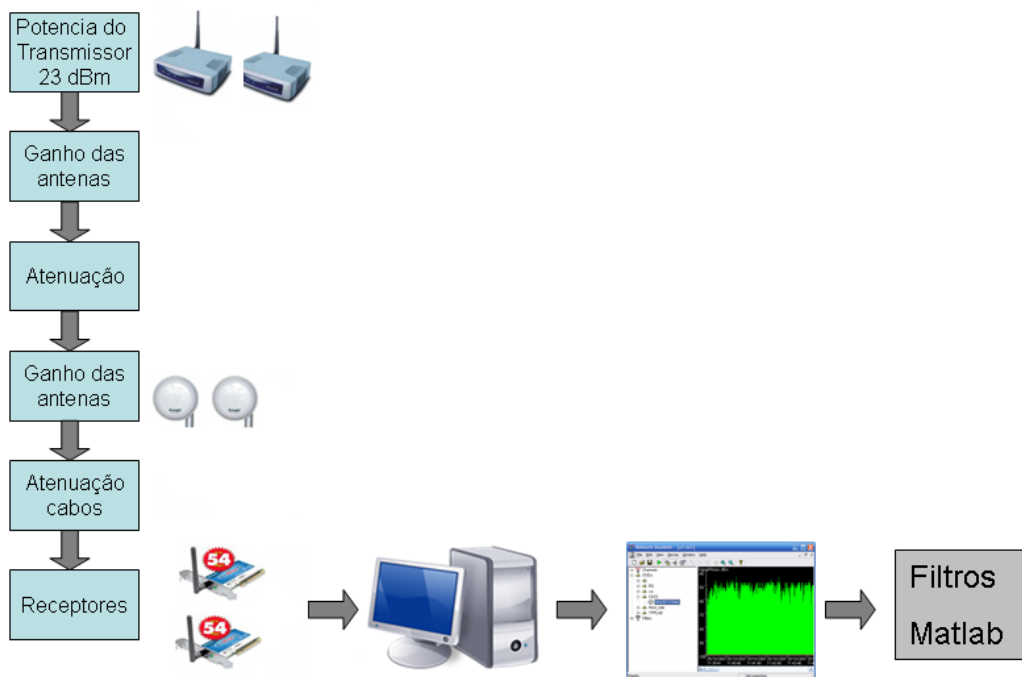


Figura 5.4 - Diagrama lógico do sistema de medidas

Considerações importantes do sistema de medidas:

- A maior dificuldade encontrada pelo autor em relação ao sistema de medidas foi a associação de idéias, pois o mesmo resulta de uma mistura de conceitos básicos de RF, informática (hardware, banco de dados, programação e matlab) e engenharia. A figura 5.4 ilustra o sistema lógico de medidas adotado.
- Os dois transmissores são pontos de acesso que operam segundo o padrão IEEE 802.11b e suas portadoras disputam o meio segundo o algoritmo do padrão (CSMA/CA). Assim, o sistema perde qualidade quanto mais o meio for disputado. As medidas foram feitas num ambiente com pouca poluição de pontos de acesso Wi-Fi, principalmente operando no canal 1. A determinação da frequência em que os transmissores emitiram sinais pode ser feita através dos receptores. Foram transmitidas, em média, 2 amostras por segundo.
- É necessário planejar a organização das medidas no *NETSTUMBLER*, pois a questão do sincronismo não é perfeita. Para melhorar a sincronização podem ser utilizados outros programas ou mesmo desenvolvidos pelo programador, com a qualidade desejada. Porém, há limitações devido às características do transmissor.

- Para planejar os filtros e o sincronismo é necessário ter bons conhecimentos de banco de dados.
- A distância entre as antenas que formam o par de transmissão e o par de recepção foi mantida em 60 cm, pois garantiam a descorrelação do sinal. Poderia ser utilizado o sistema de recepção de um notebook.
- Não é aconselhável trabalhar com 2 computadores diferentes no sistema de medidas, pois surgirão problemas como o sincronismo.
- Usando placas Wi-Fi com mais recursos é possível adquirir dados de ruído no meio compartilhado e, assim, usar a teoria desenvolvida no capítulo 4.

5.2 MEDIDAS EM AMBIENTES INTERNOS

A campanha de medidas internas foi realizada nos meses de setembro e outubro de 2007. As medidas foram realizadas no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF, em horários onde havia circulação de pessoas, portanto com efeito Doppler no canal de propagação. Neste ambiente, há uma grande quantidade de espalhadores como pilastras, caixas metálicas de energia, infra-estrutura de cabeamento junto à parte superior, paredes de tijolo e mobília típica de área universitária, conforme mostra a figura 5.5.



Figura 5.5 - Ambiente de medida interno, localizado no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF

Para a realização das medidas, o *setup* de recepção permaneceu fixo no fundo do corredor, e os transmissores foram fixados, para cada conjunto de medidas, em diferentes locais. A distância entre as antenas dos receptores e dos transmissores foi mantida em 60 cm, de modo a garantir descorrelação dos sinais.

A figura 5.6 ilustra o ambiente de medida localizado no quarto andar do bloco D do Campus da Praia Vermelha da UFF, com a posição das medidas.

Na figura 5.6 estão resumidas, porém no anexo há todas as figuras ampliadas, o mesmo vale para todas as figuras do capítulo 5.

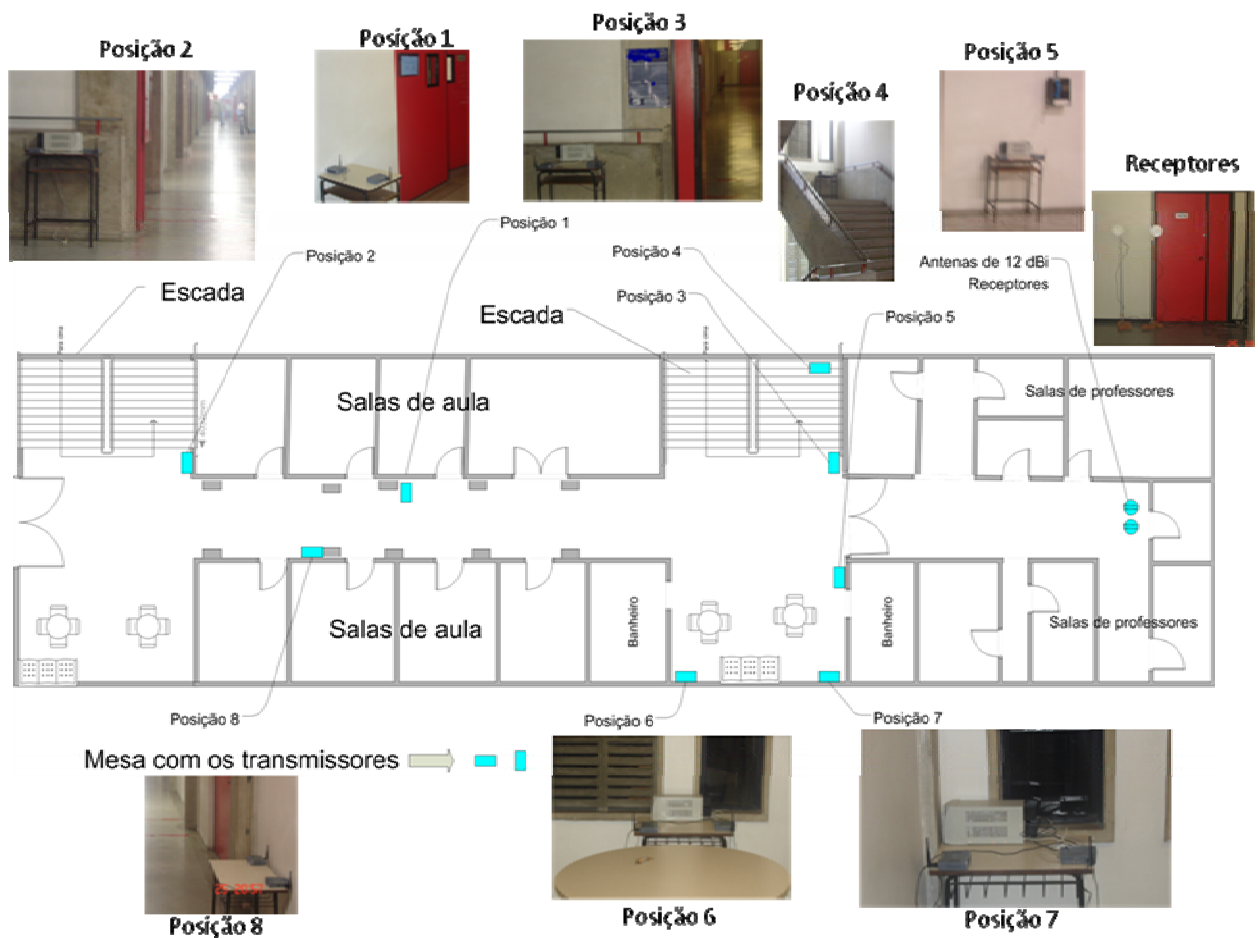


Figura 5.6 - Ambiente de medida localizado no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF, com a posição das medidas.

Nas medidas feitas nas posições 1 a 5 as antenas dos receptores foram mantidas na altura de 1,5m. Já nas posições 6 a 8, as mesmas estavam na altura de 1,95m, conforme mostra a figura 5.7



Figura 5.7 - Antenas de recepção posicionadas no quarto andar do bloco D do Campus Praia Vermelha da UFF

5.3 PRIMEIRA CAMPANHA DE MEDIDAS EXTERNAS

A primeira campanha de medidas externas foi realizada nos meses de setembro e outubro de 2007, no estacionamento do bloco E da UFF, onde há “espalhadores” típicos de ambientes externos como: veículos, paredes, construções e árvores, além da circulação de pessoas e veículos, conforme ilustra a figura 5.8:



Figura 5.8 - Vista aérea dos blocos D e E do Campus Praia Vermelha, da UFF

Os receptores foram posicionados próximo à entrada do bloco E, no prédio antigo da engenharia, em frente à cabine de segurança, com as antenas mantidas a 2,0m de altura, conforme ilustra a figura 5.9.

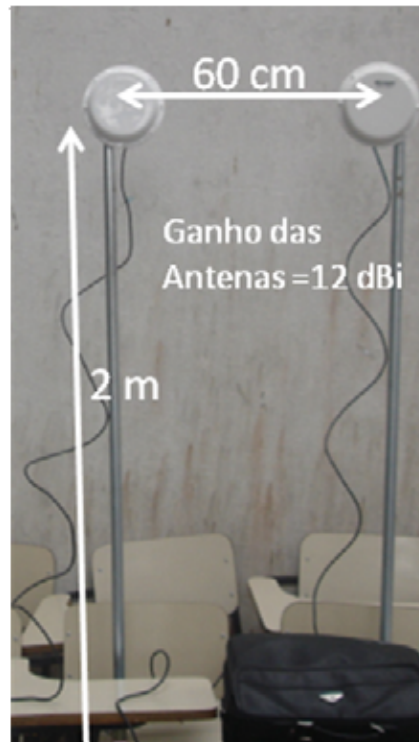


Figura 5.9 - Posicionamento das antenas receptoras, próximo à entrada do bloco D, no Campus Praia Vermelha da UFF

Os transmissores foram mantidos na altura de 1,60m, com distância entre as antenas de 60 cm, como nos receptores. A figura 5.10 ilustra as diversas posições de medida.

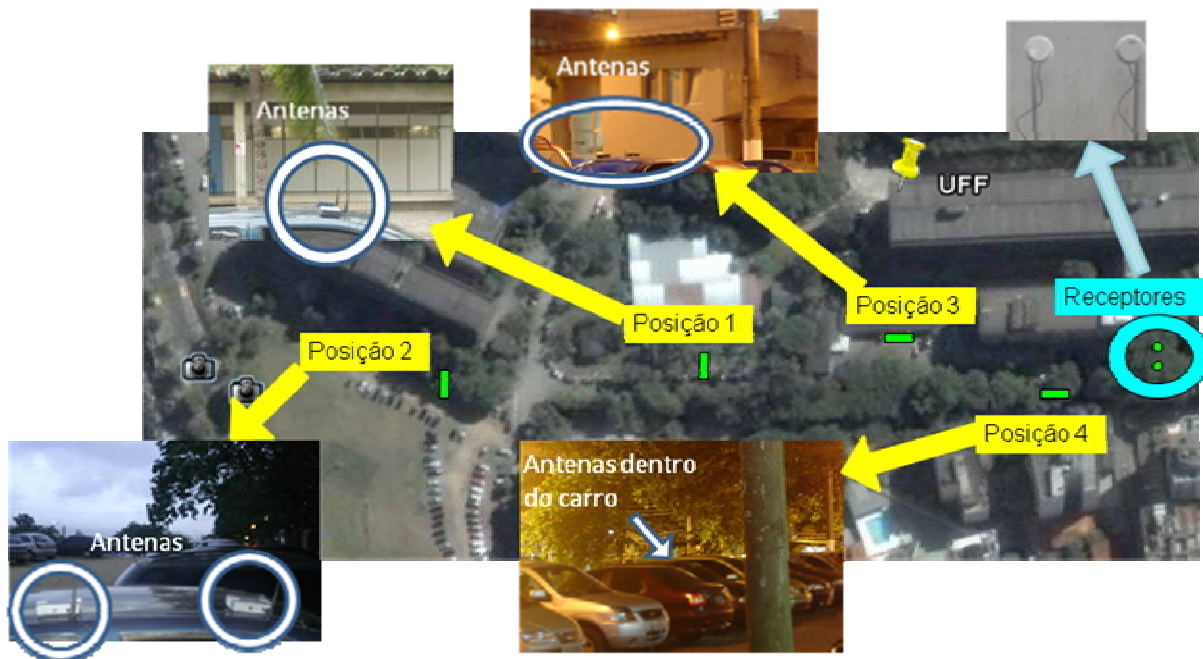


Figura 5.10 - Posições de medida na área externa do Campus Praia Vermelha da UFF

5.4 SEGUNDA CAMPANHA DE MEDIDAS EXTERNAS

A segunda campanha de medidas externas foi realizada no mês de setembro de 2007, no estacionamento da UFF. As antenas receptoras foram posicionadas próximas à escada, no caminho externo do bloco D para o bloco E a uma altura de 150 cm do solo, conforme ilustra a figura 5.11.

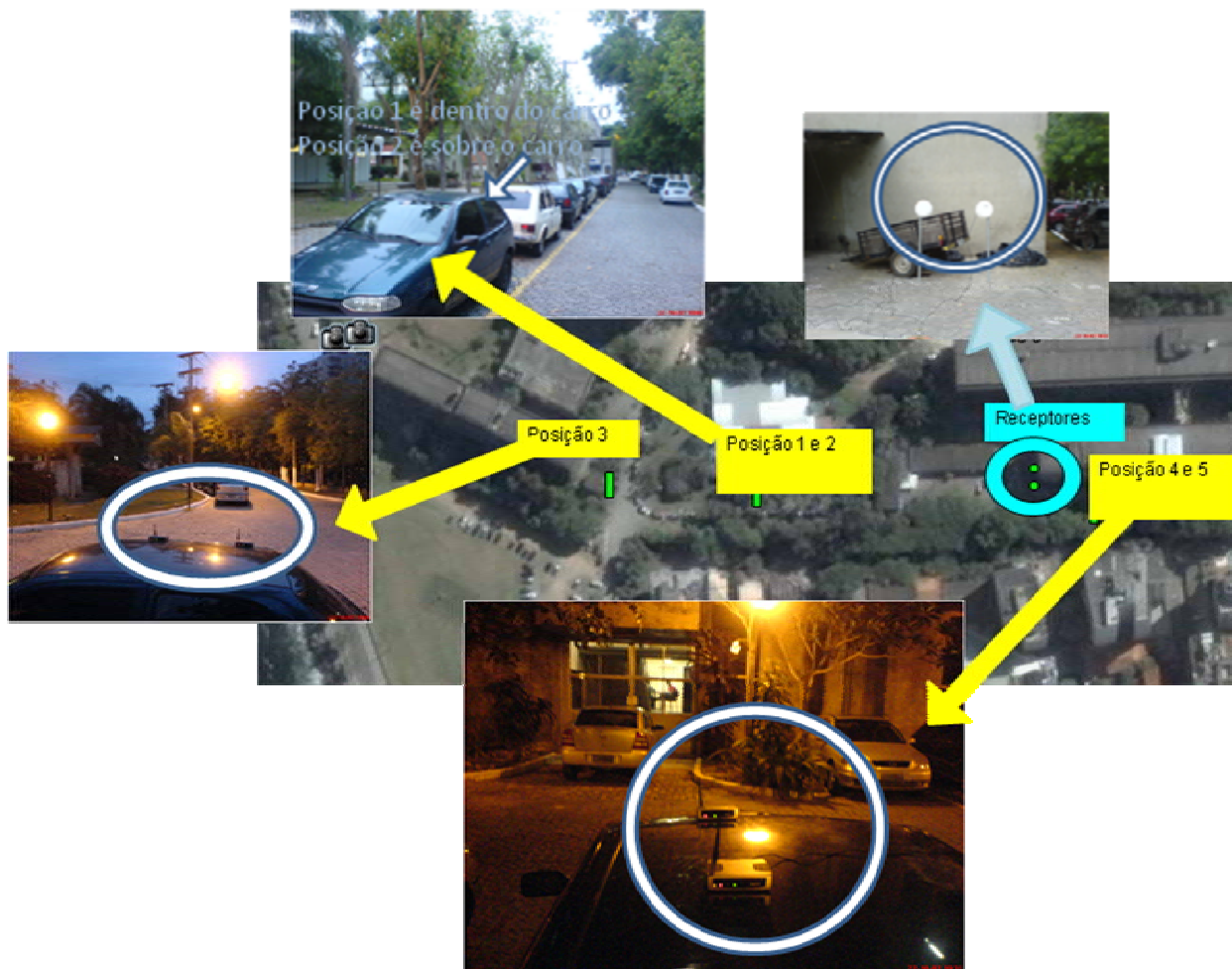


Figura 5.11 - Segunda campanha de medidas no Campus da Praia Vermelha da UFF

5.5 ANÁLISE DE SINAIS RECEBIDOS

Nesta etapa, os sinais recebidos serão analisados, a fim de se caracterizar cada canal individualmente e verificar o comportamento do sinal.

Em seguida, será feita a análise das funções densidade de probabilidade (PDF) na forma discreta em função do sinal recebido.

Na seqüência de análise será feito o teste do qui-quadrado, de forma a se verificar o grau de ajustamento entre a distribuição das tensões medidas e as distribuições teóricas. Neste teste, o grau relativo de ajustamento é definido pelo seguinte parâmetro:

$$\chi^2 = \sum_{j=1}^k \frac{(m_j - t_j)^2}{t_j} \quad (5.1)$$

onde:

m_j – é o valor da função distribuição de probabilidade, deduzida a partir dos valores de tensão medidos, correspondente à tensão $j \cdot \Delta v$;

ΔV – é o intervalo de discretização;

t_j – é o valor correspondente para uma distribuição teórica particular; e

k – é o grau de liberdade.

Quando os resultados teóricos e as medidas se ajustam, $\chi^2 = 0$, enquanto que grandes valores de χ^2 indicam que as distribuições teóricas e medidas divergem.

A função densidade de probabilidade (PDF) que será utilizada no teste qui-quadrado é a distribuição de Rice, devido à interpretação física do seu fator K , que é definido como sendo igual à relação entre a potência do sinal dominante e a potência disponível nas componentes randômicas que chegam ao receptor através de percursos múltiplos.

Uma importante característica da distribuição de Rice, quando interpretada pelo seu fator K , é que, se $K = 0$, a PDF tende para uma distribuição de Rayleigh e se $K \gg 1$ a PDF se torna uma distribuição Gaussiana. A função densidade de probabilidade da distribuição de Rice é:

$$p(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{xs}{\sigma^2}\right) \quad x > 0 \quad (5.2)$$

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad \therefore \quad s = \sqrt{K 2\sigma^2} \quad (5.3)$$

onde:

σ – é o valor modal; e

x – é a variável aleatória no caso de tensão; e

s – é a componente dominante; e

$I_0(\cdot)$ – é a função de Bessel modificada de primeiro espécie e de ordem 0.

Após realizadas as etapas acima descritas, os gráficos serão traçados para verificar o comportamento dos diversos canais do sistema de forma conjunta, pois a verificação matemática da diversidade, através da correlação, a princípio não é possível, devido às limitações do sistema de medidas.

Para ser verificado se todos os canais estariam no menor nível de potência, de forma simultânea, foram criteriosamente selecionados alguns intervalos de tempo onde o sistema experimentou grandes desvanecimentos.

5.5.1 ANÁLISE DAS MEDIDAS INTERNAS

As medidas internas foram realizadas nas 8 posições diferentes mostradas na figura 5.6, cada uma com 4 enlaces, totalizando 32 enlaces. Todos os enlaces foram analisados segundo os critérios apresentados no item 5.5.

De modo a não carregar esta dissertação com gráficos em excesso, será relatado e ilustrado, a seguir, apenas o procedimento adotado para a posição 2, que apresentou resultados típicos. Foi adotado o mesmo procedimento para todas as demais posições medidas

As medidas foram realizadas na condição de propagação onde não há visada direta entre as antenas (NLOS), e a distância entre os transmissores e os receptores foi mantida em 85 metros. Os resultados das medidas nesta posição foi recorrente para todas as demais posições.

As figuras 5.12, 5.13, 5.14 e 5.15 apresentam os níveis de potência recebida nos quatro enlaces formado pelo sistema MIMO (dois transmissores e dois receptores) na posição 2, adquiridos através do *setup* de medidas.

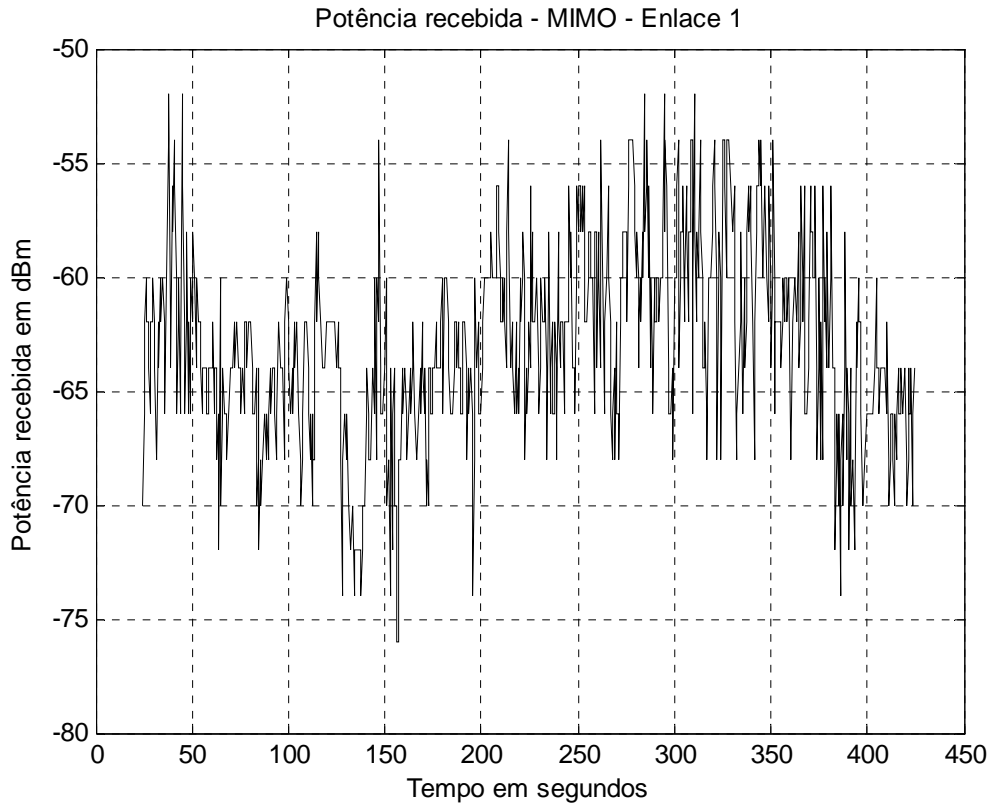


Figura 5.12 – Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 1), numa janela de 450 segundos

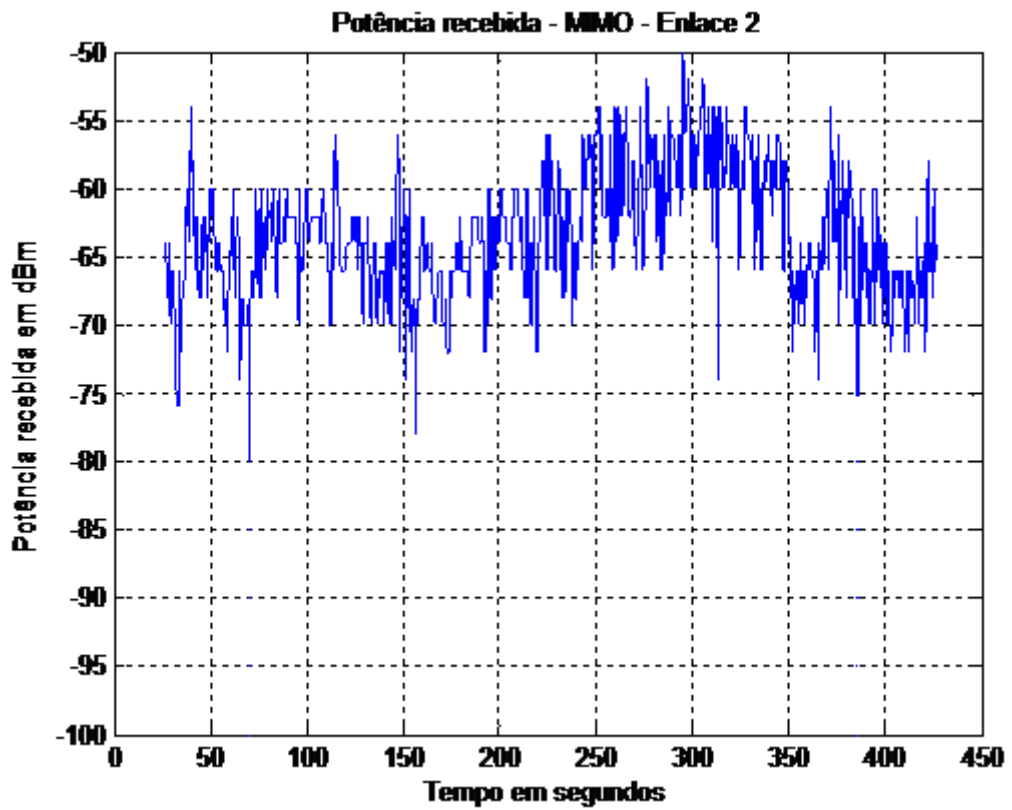


Figura 5.13– Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 2), numa janela de 450 segundos

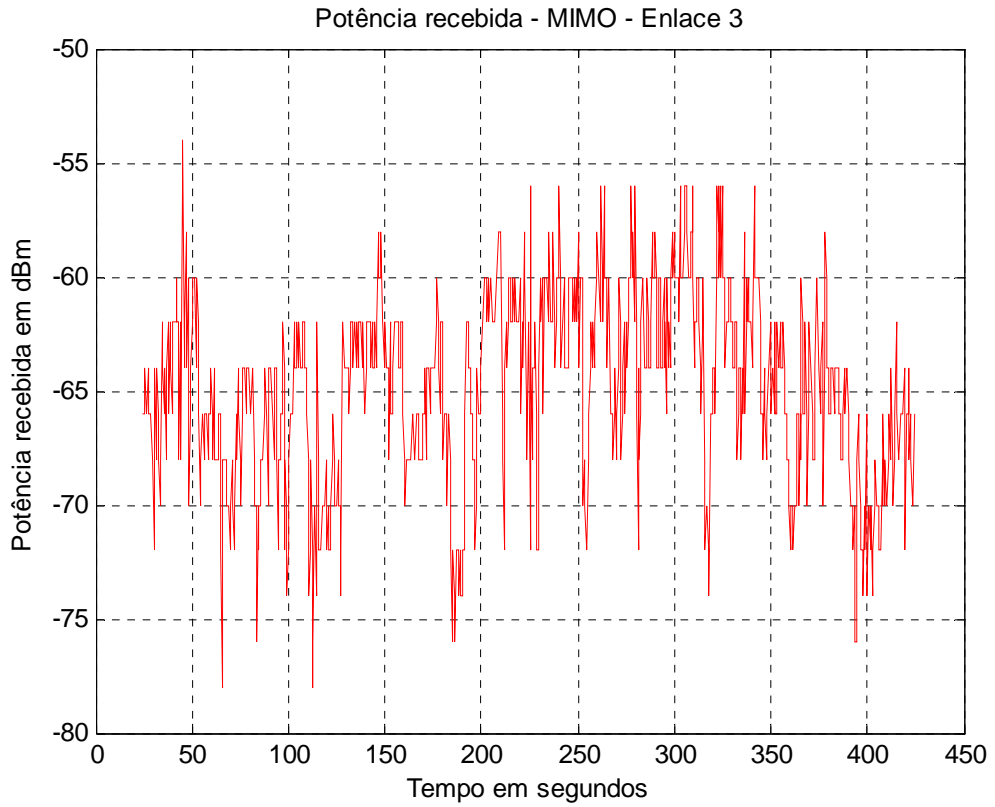


Figura 5.14 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 3), numa janela de 450 segundos

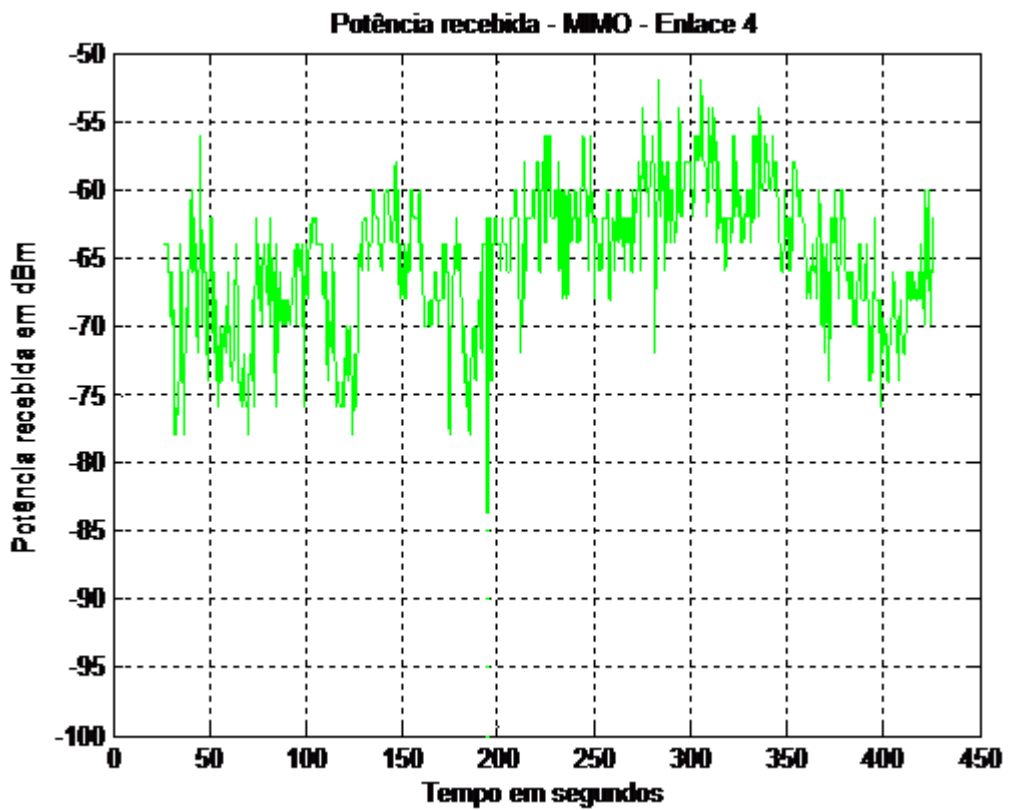


Figura 5.15 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlace 1), numa janela de 450 segundos

A tabela 5.2 mostra a média da potência recebida em cada enlace.

Tabela 5.2 - Média da potência recebida em cada enlace

Enlace Pos. 2	Média (dBm)
1	-65,5
2	-65,9
3	-67,5
4	-67,1

As figuras 5.16, 5.17, 5.18 e 5.19 mostram as funções densidade de probabilidade (PDF) de cada enlace.

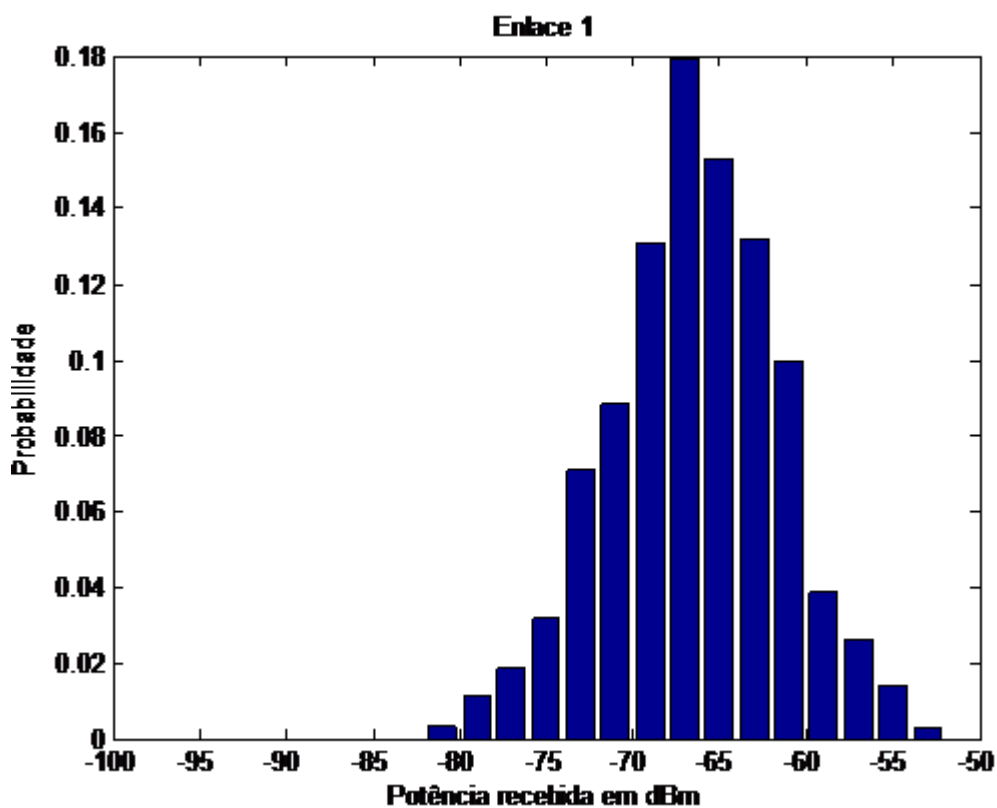


Figura 5.16 - Função densidade de probabilidade do enlace 1 na posição 2, relativa à figura 5.12

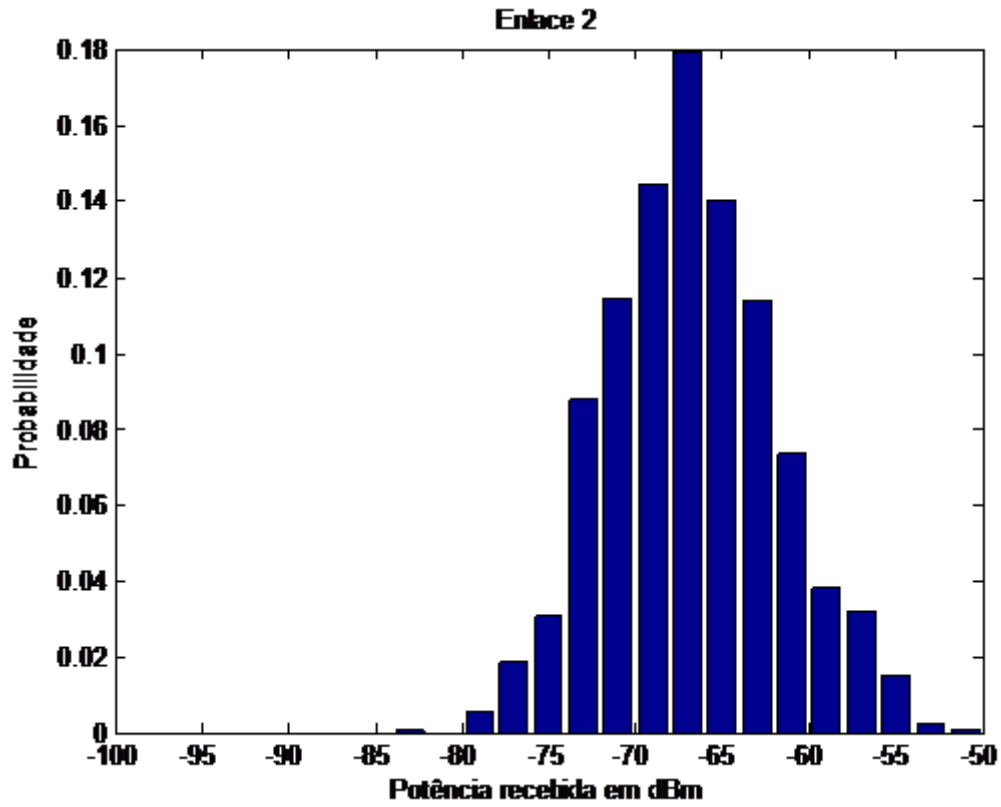


Figura 5.17 - Função densidade de probabilidade do enlace 2 na posição 2, relativa à figura 5.13

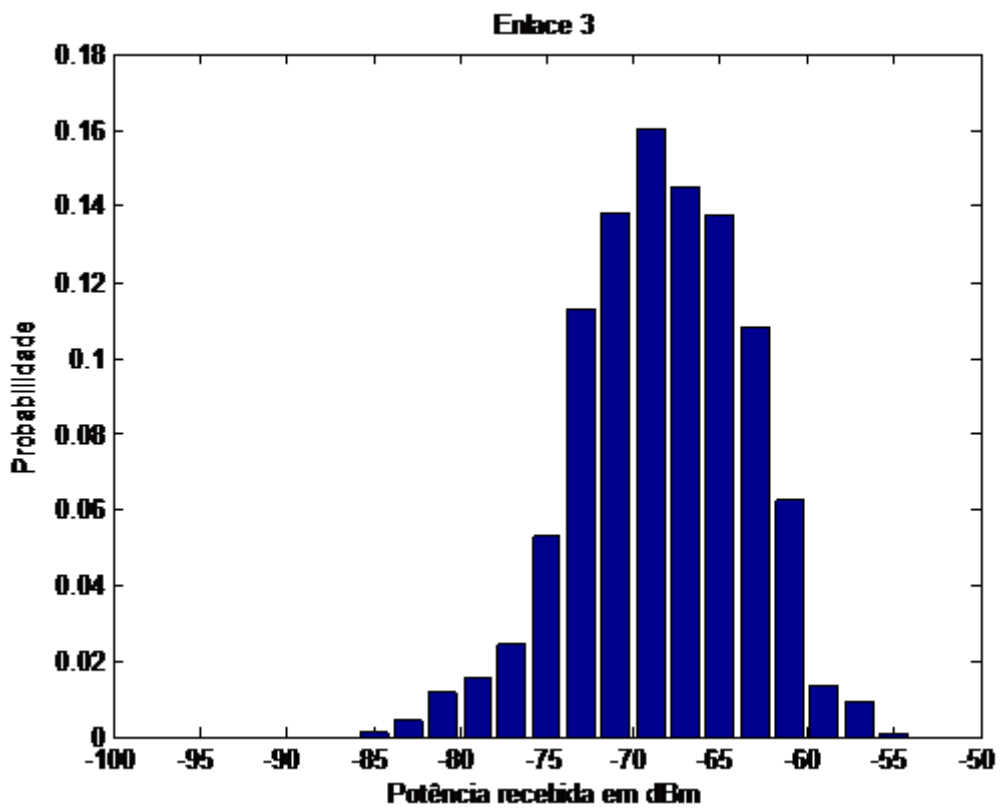


Figura 5.18 - Função densidade de probabilidade do enlace 3 na posição 2, relativa à figura 5.14

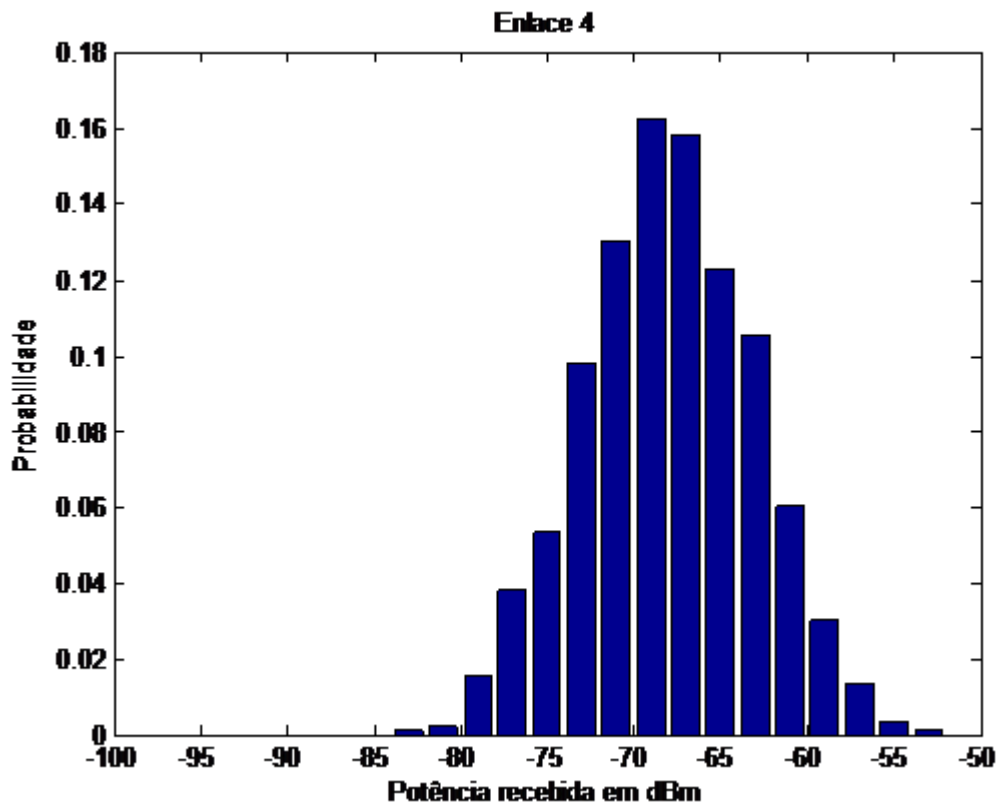


Figura 5.19 - Função densidade de probabilidade do enlace 4 na posição 2, relativa à figura 5.15

A função densidade de probabilidade de cada enlace foi traçada a partir de um sistema de medidas no qual a resolução vertical varia de 2 em 2 dBm, marcando somente os números pares, conforme já foi visto no item 5.1. Assim sendo, quando se traça a função densidade de probabilidade (PDF) com os dados da tabela fornecida pelo *setup* de medida, a função ganha essa forma discreta.

Esta função de probabilidade discreta pode ser analisada da como o valor médio do intervalo de uma função contínua, ou seja:

$$P(x = -52dBm / discreta) = P(-51dBm < x < -53dBm / continua)$$

As figuras 5.20, 5.21, 5.22 e 5.23 mostram o resultado do teste do qui-quadrado, realizado nos 4 enlaces da posição 2. Observa-se, nas quatro figuras, que as medidas obtidas convergem para os valores teóricos, quando o fator K da distribuição de Rice tende a zero. Neste caso, a distribuição de Rice tende para a distribuição de Rayleigh, e não há raio dominante.

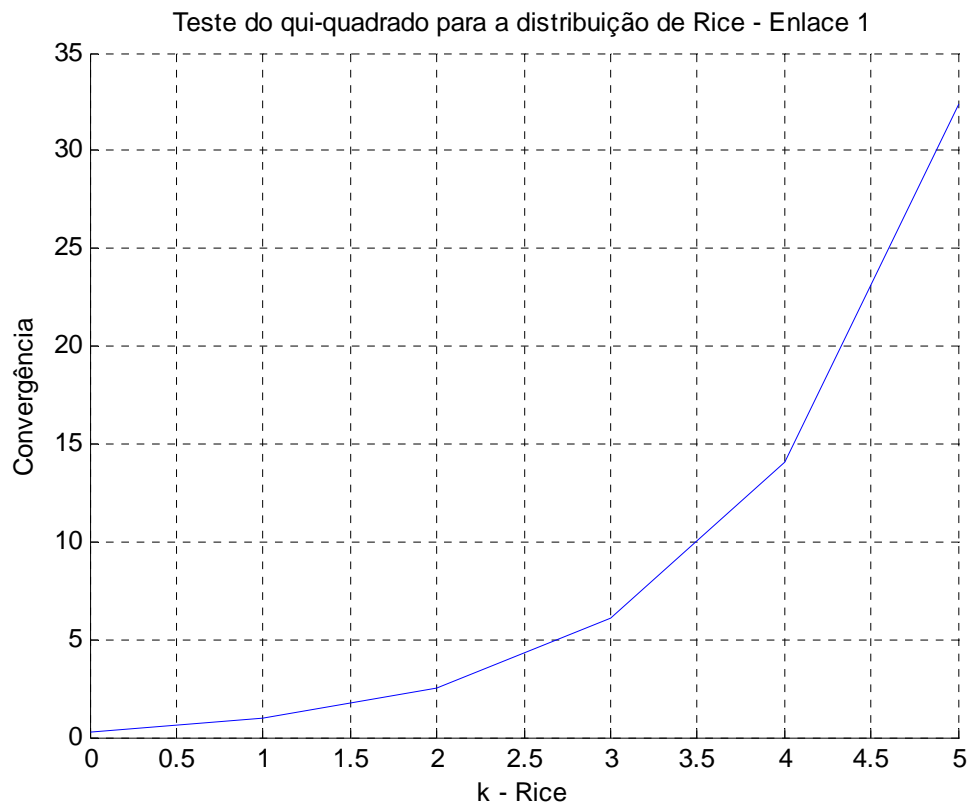


Figura 5.20 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 1 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice

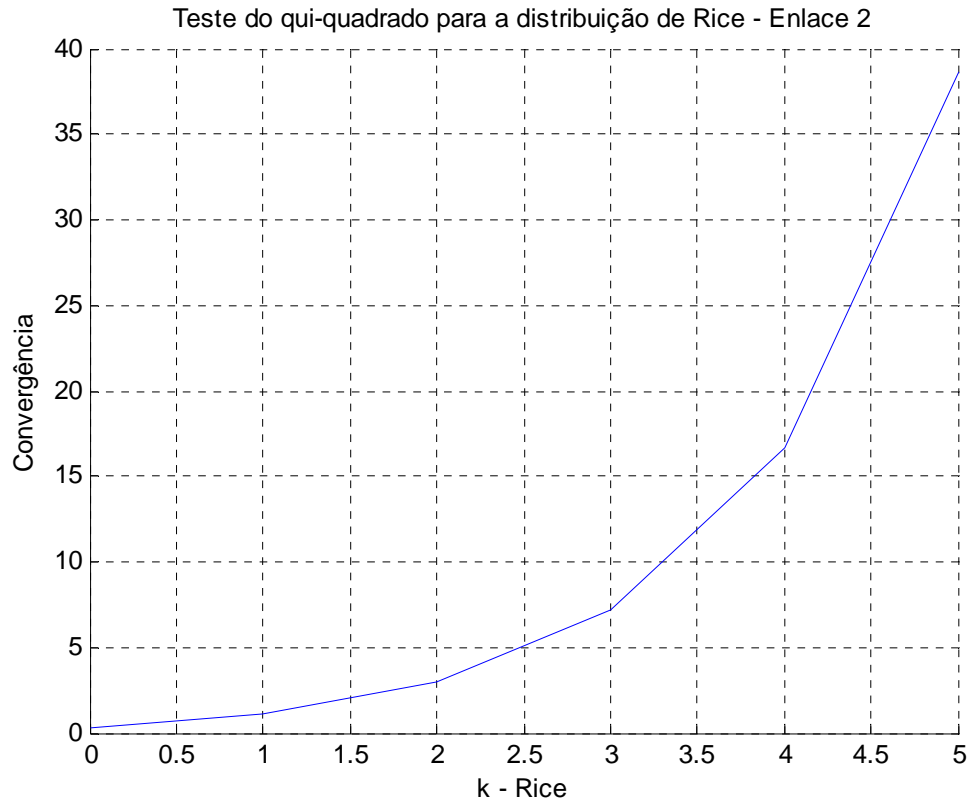


Figura 5.21 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 2 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice

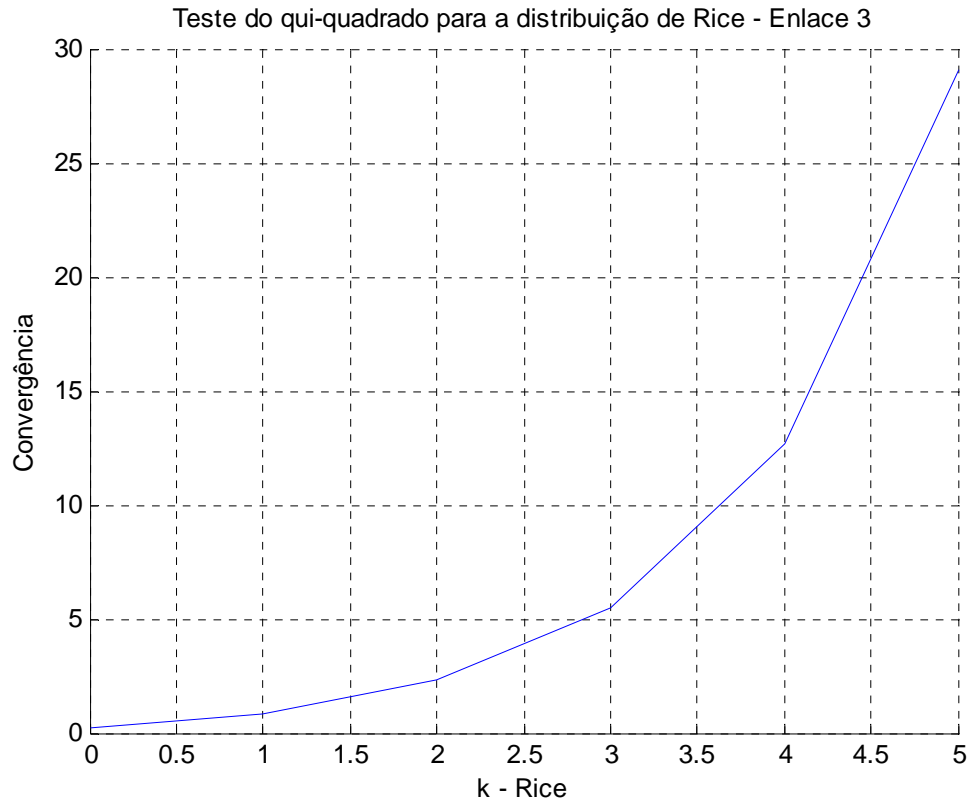


Figura 5.22 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 3 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice

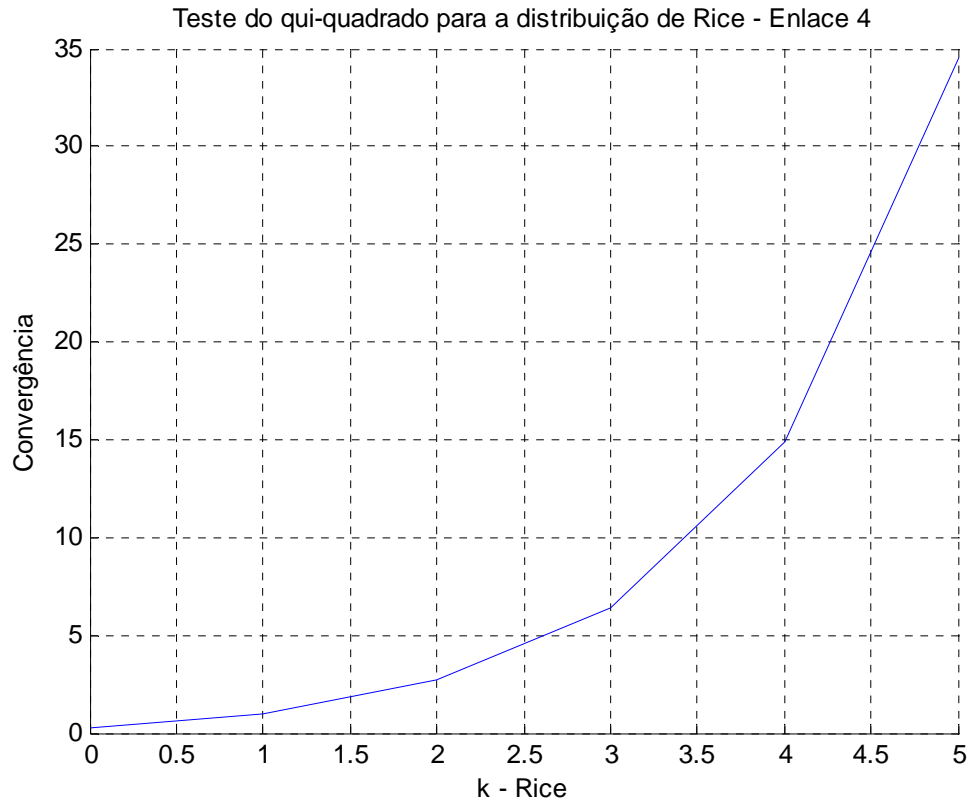


Figura 5.23 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 4 na posição 2, em função do fator K da distribuição de Rice

Uma análise importante a ser feita num Sistema MIMO é sobre o comportamento da diversidade. Entretanto, por causa das limitações do sistema de medidas utilizado, não foi possível fazer o teste matemático da correlação, mas selecionando o pior momento em relação ao desvanecimento, observa-se que os 4 canais da posição 2 não sofrem atenuação profunda de forma simultânea, conforme indica a figura 5.24. A figura 5.25 mostra a função distribuição de probabilidade dos 4 enlaces.

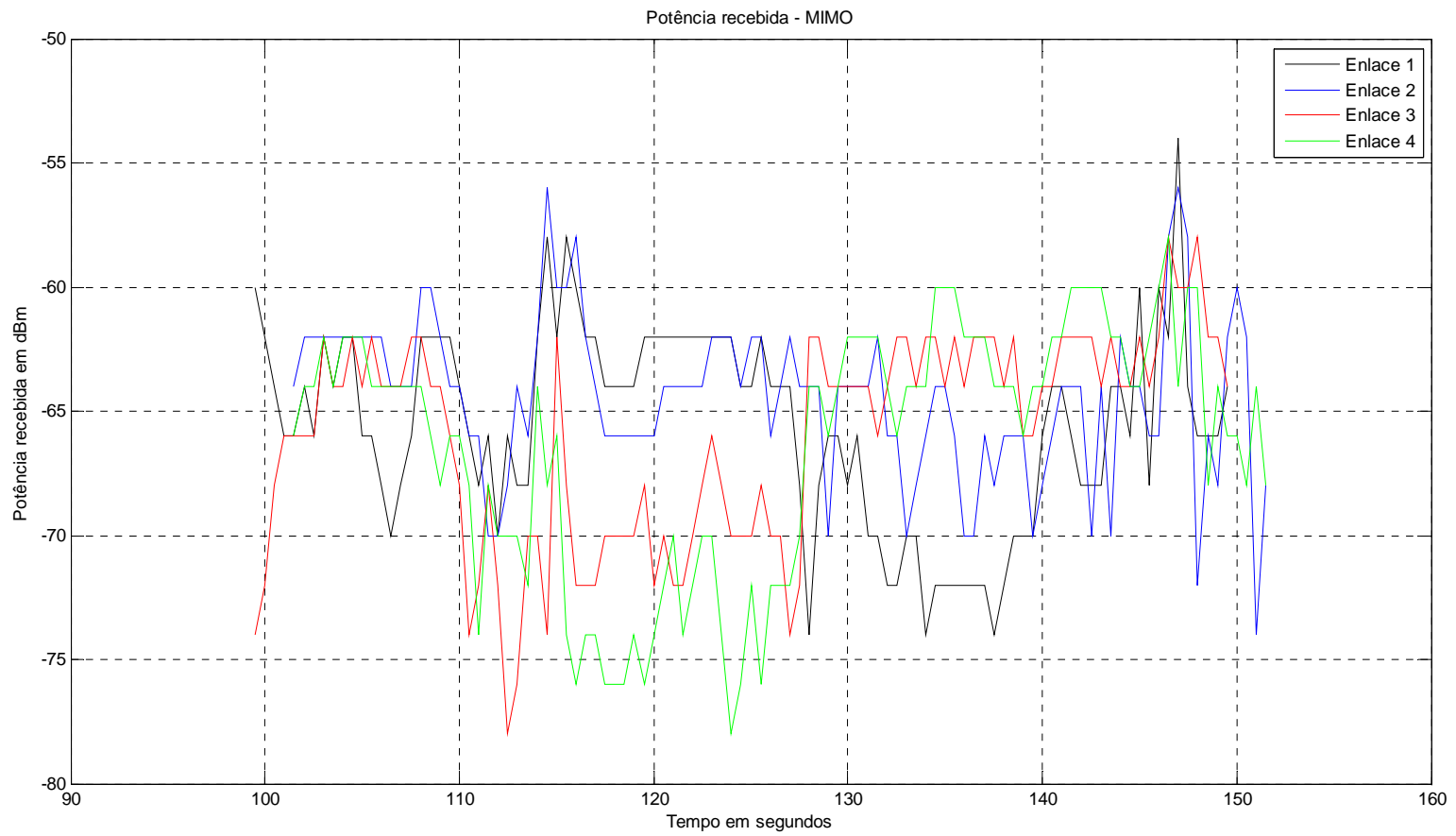


Figura 5.24 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 2 (Enlaces 1 a 4), numa janela de 250 segundos

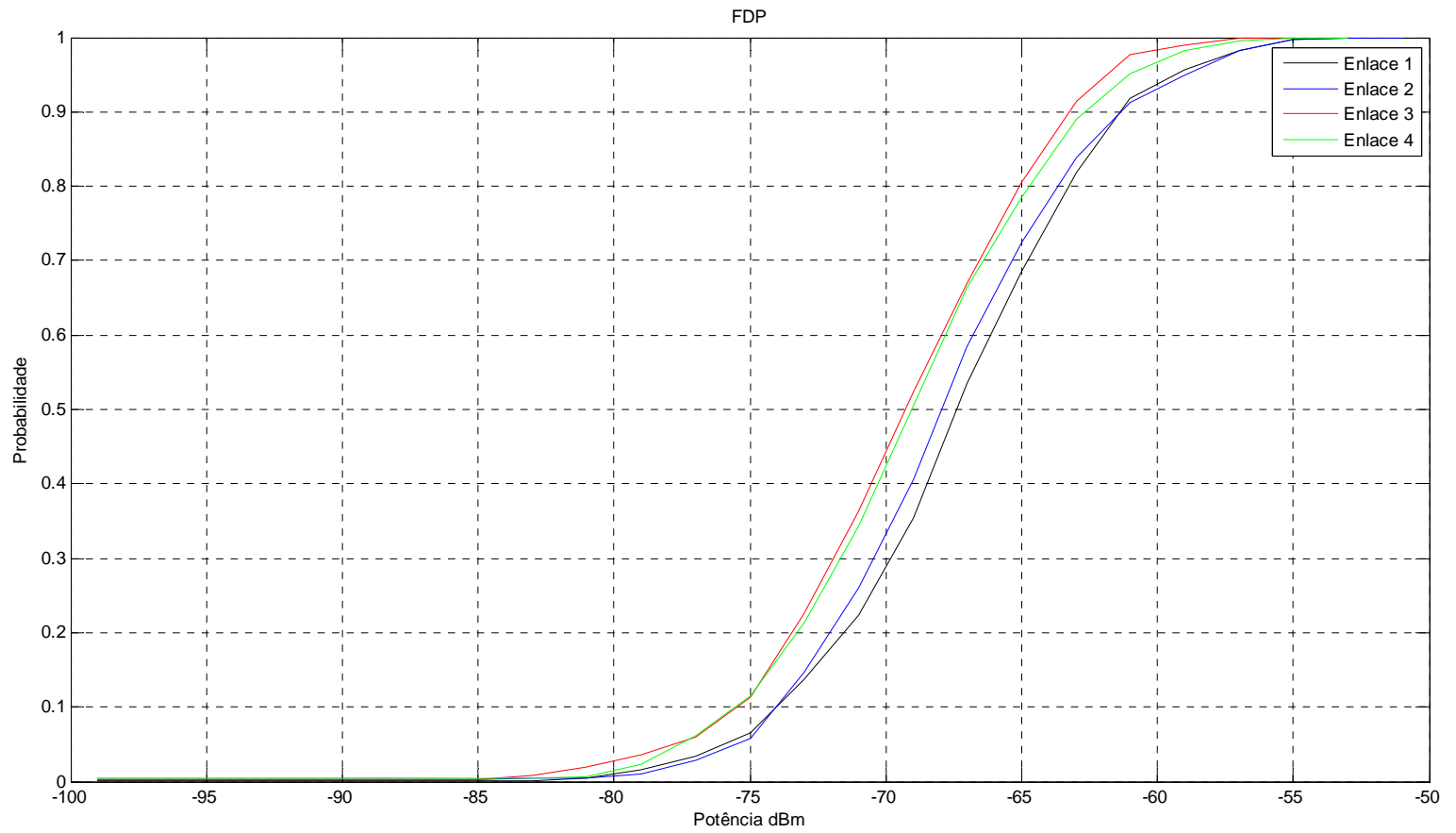


Figura 5.25 - Função distribuição de probabilidade dos 4 enlaces, na posição 2

5.5.2 ANÁLISE DAS MEDIDAS EXTERNAS

Os ambientes externos de medidas, na primeira campanha, foram descritos no item 5.4, e o sinal recebido está na condição de propagação onde não há visada direta (NLOS).

Da mesma forma como foi feito para as medidas internas, de modo a não carregar esta dissertação com gráficos em excesso, será relatado e ilustrado, a seguir, apenas o procedimento adotado para a posição 1, que apresentou resultados típicos. Foi adotado o mesmo procedimento para todas as demais posições medidas.

A distância entre transmissores e receptores é de 150m. As figuras 5.26, 5.27, 5.28 e 5.29 mostram o nível de sinal recebido nos 4 enlaces externos, numa janela de 550 segundos.

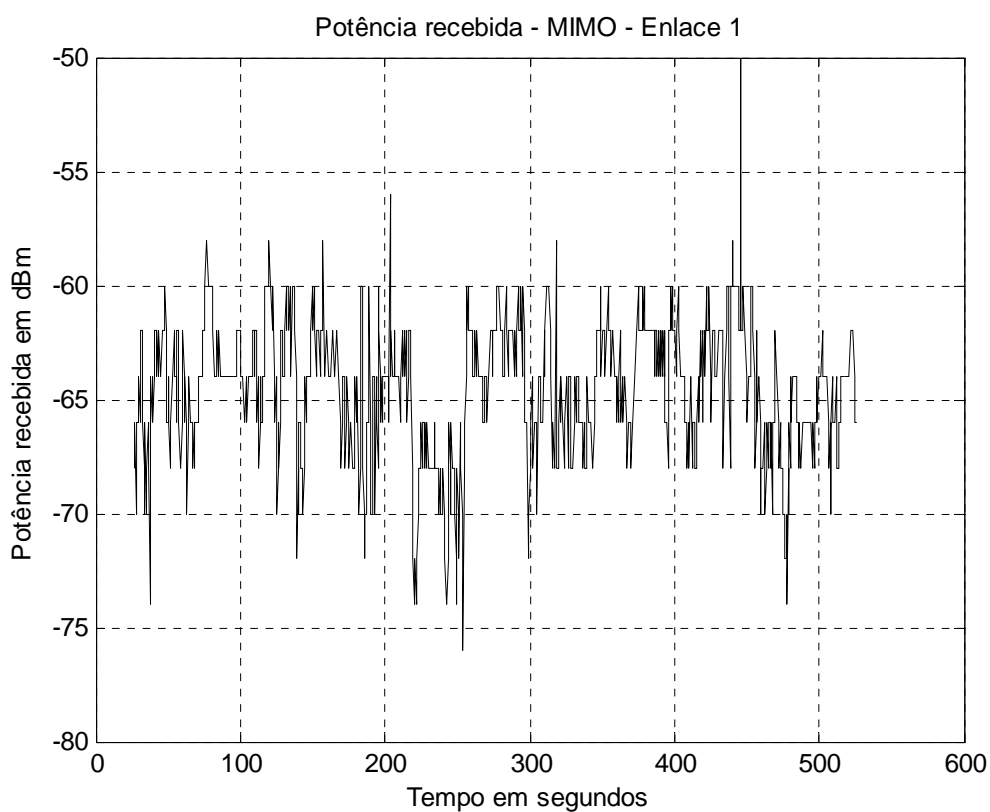


Figura 5.26 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 1 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos

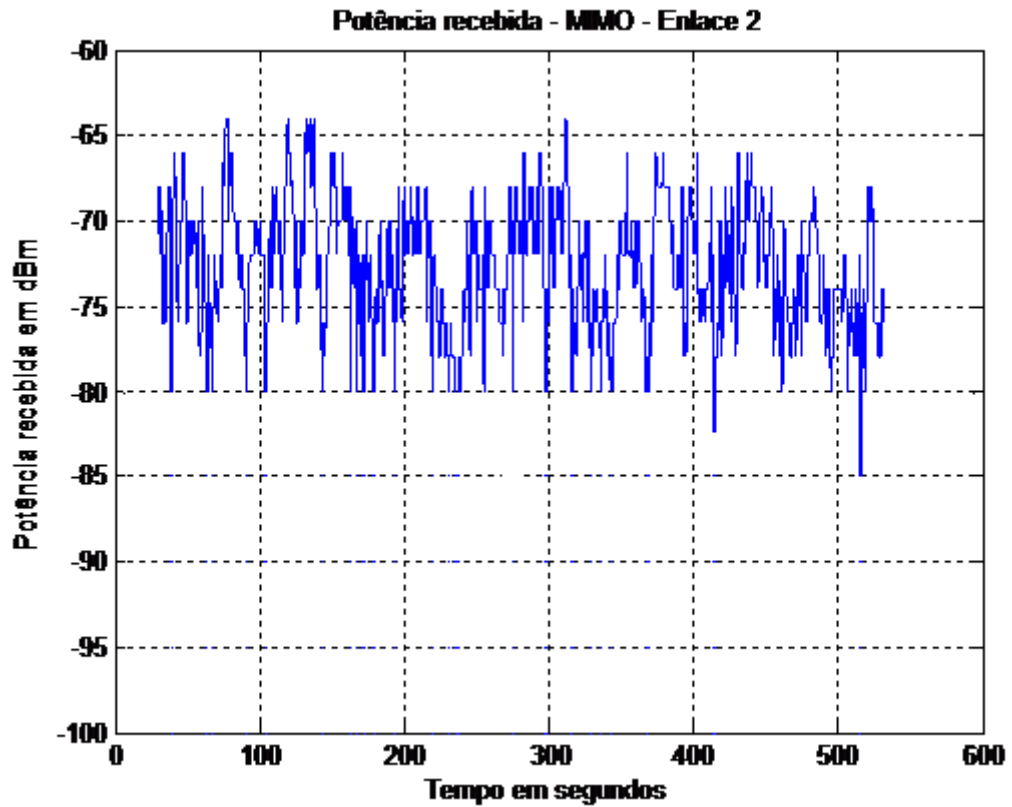


Figura 5.27 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 2 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos

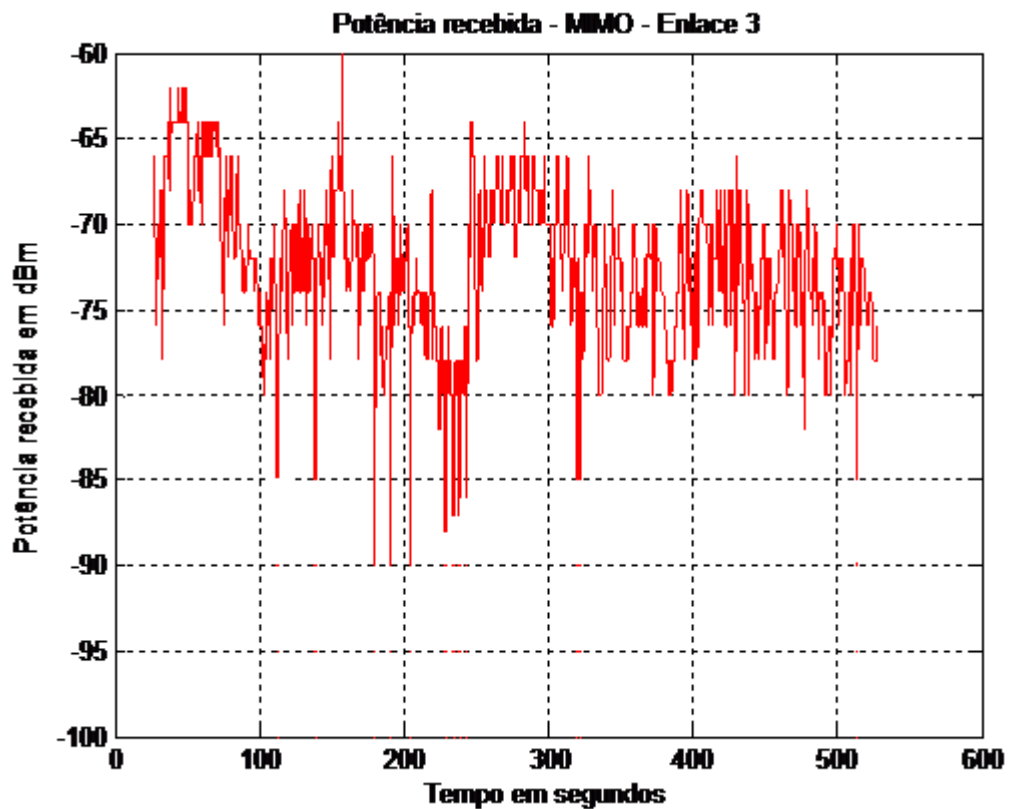


Figura 5.28 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 3 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos

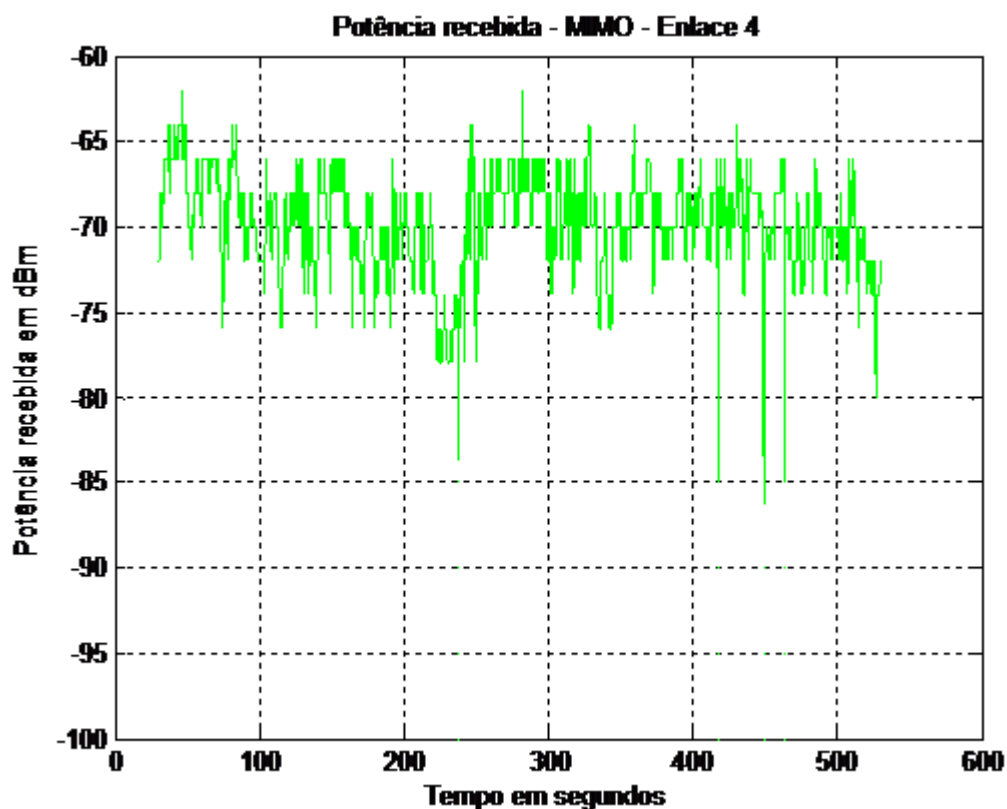


Figura 5.29 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlace 1 – primeira campanha de medidas externas), numa janela de 550 segundos

A tabela 5.3 mostra a potência média recebida, em cada um dos enlaces, e verifica-se que há uma diferença significativa entre os valores médios de potência em função da formação de múltiplos canais, o que pode ser visto de forma positiva.

Tabela 5.3 - Potência média recebida em cada enlace externo

Enlace Pos. 1	Média (dBm)
1	-64,9
2	-73,3
3	-73,2
4	-70,7

As figuras 5.30, 5.31, 5.32 e 5.33 mostram a função densidade de probabilidade (PDF) de cada enlace.

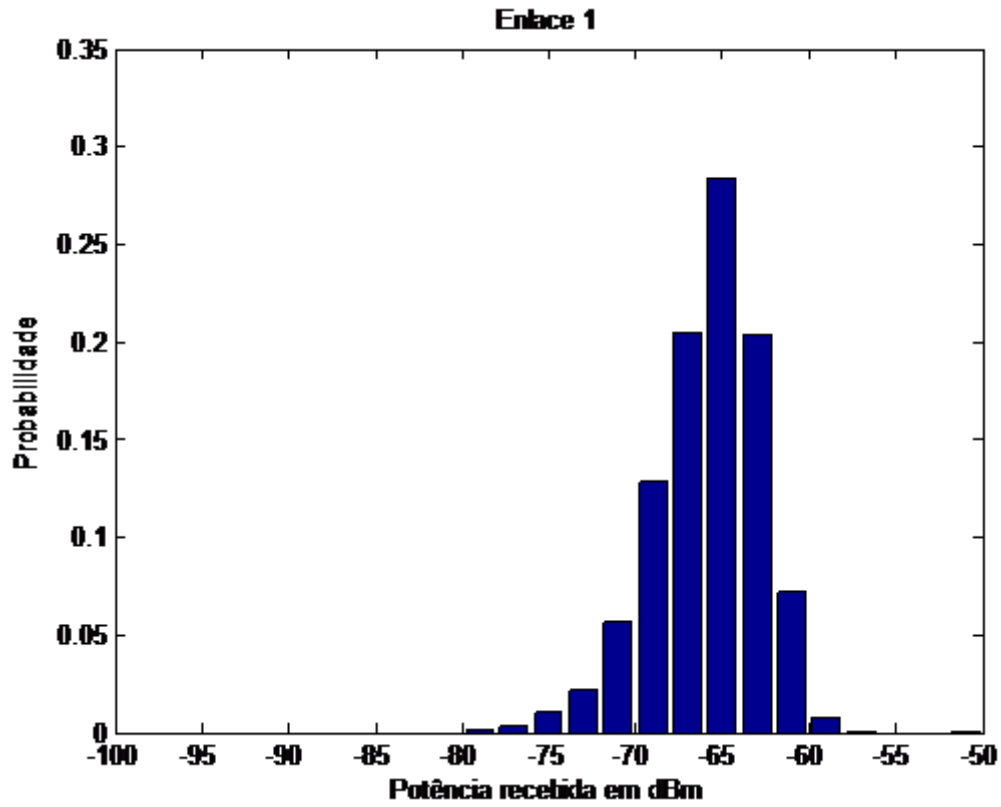


Figura 5.30 - Função densidade de probabilidade do enlace 1 na posição 1, relativa à figura 5.26

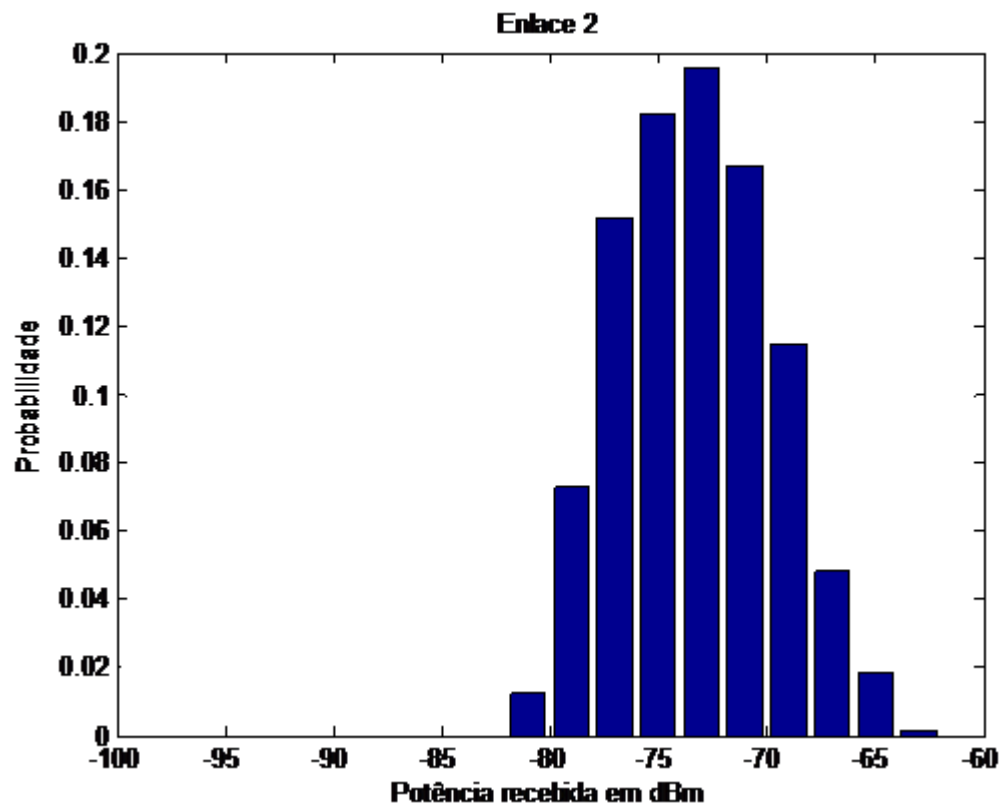


Figura 5.31 - Função densidade de probabilidade do enlace 2 na posição 1, relativa à figura 5.27

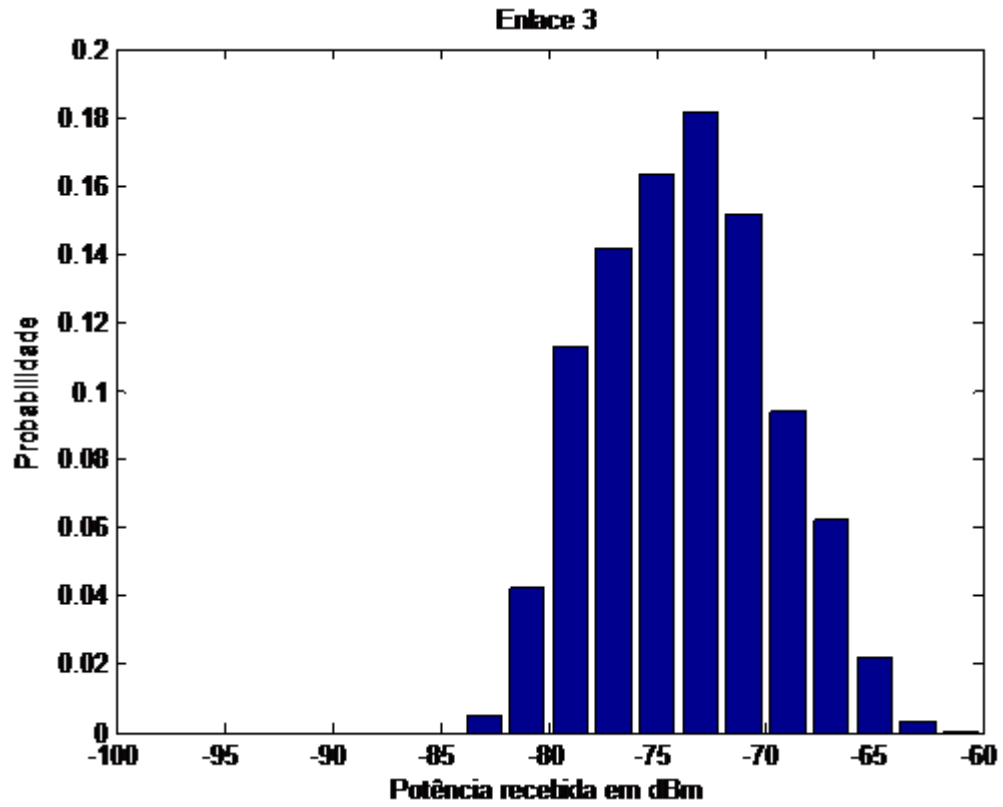


Figura 5.32 - Função densidade de probabilidade do enlace 3 na posição 1, relativa à figura 5.28

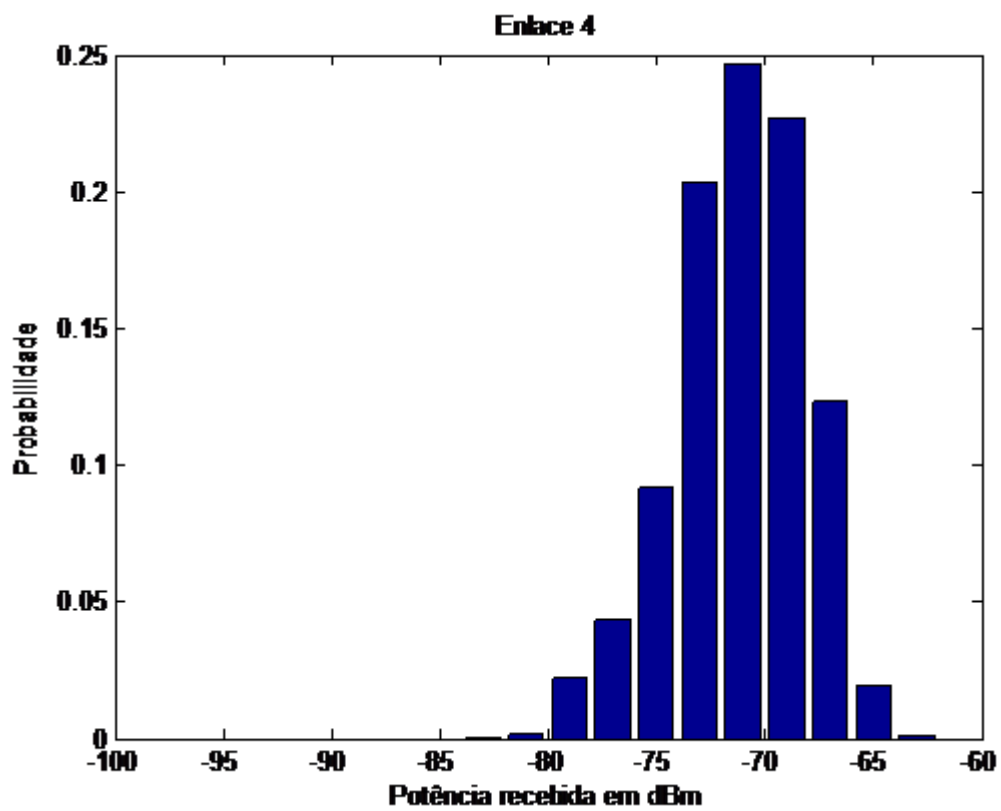


Figura 5.33 - Função densidade de probabilidade do enlace 4 na posição 1, relativa à figura 5.29

As figuras 5.34, 5.35, 5.36 e 5.37 mostram o resultado do teste do qui-quadrado realizado nos 4 enlaces da posição 2. Observa-se, nas quatro figuras, que as medidas obtidas convergem para os valores teóricos quando o fator K da distribuição de Rice tende a zero. Neste caso, a distribuição de Rice tende para a distribuição de Rayleigh, e não há raio dominante.

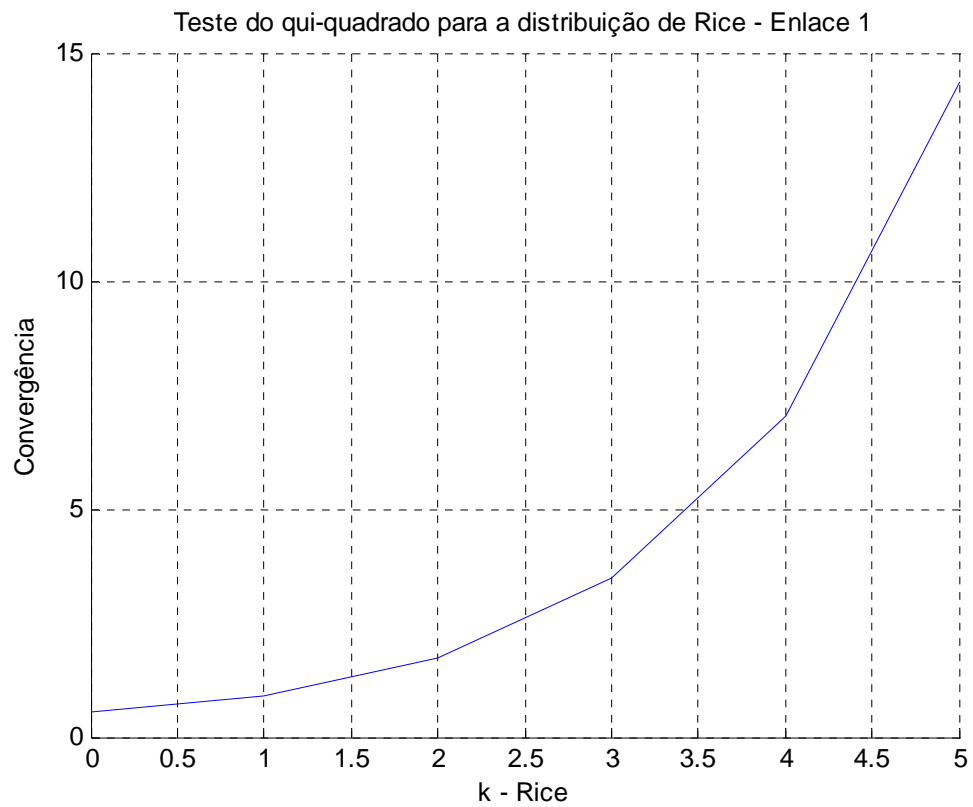


Figura 5.34 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 1 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice

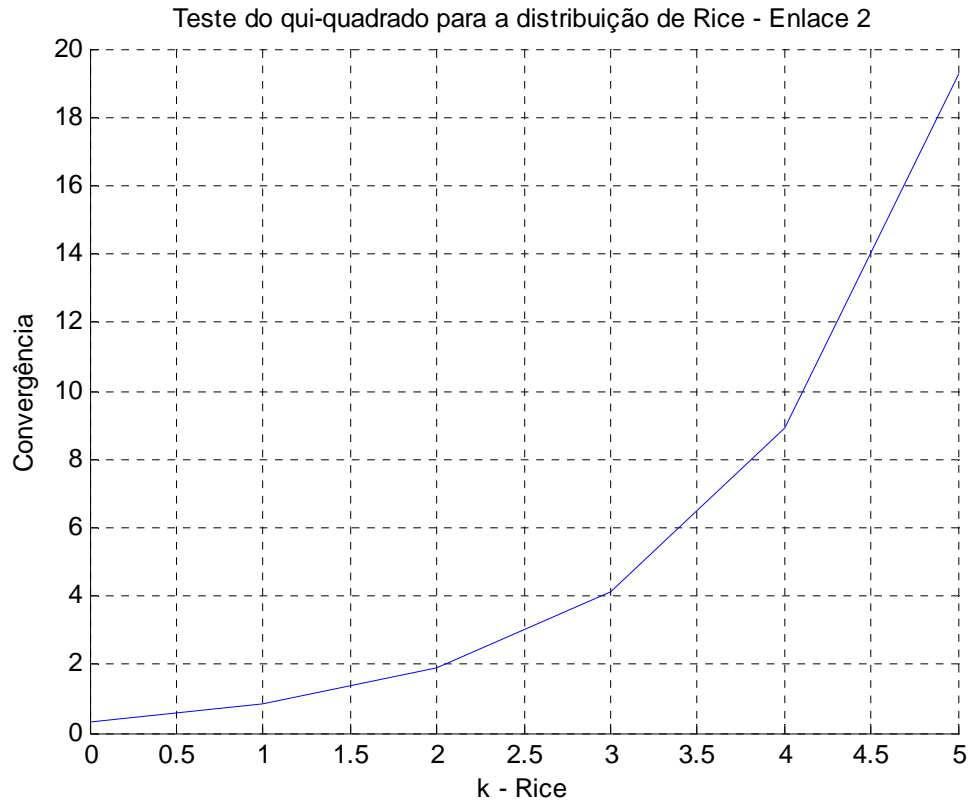


Figura 5.35 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 2 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice

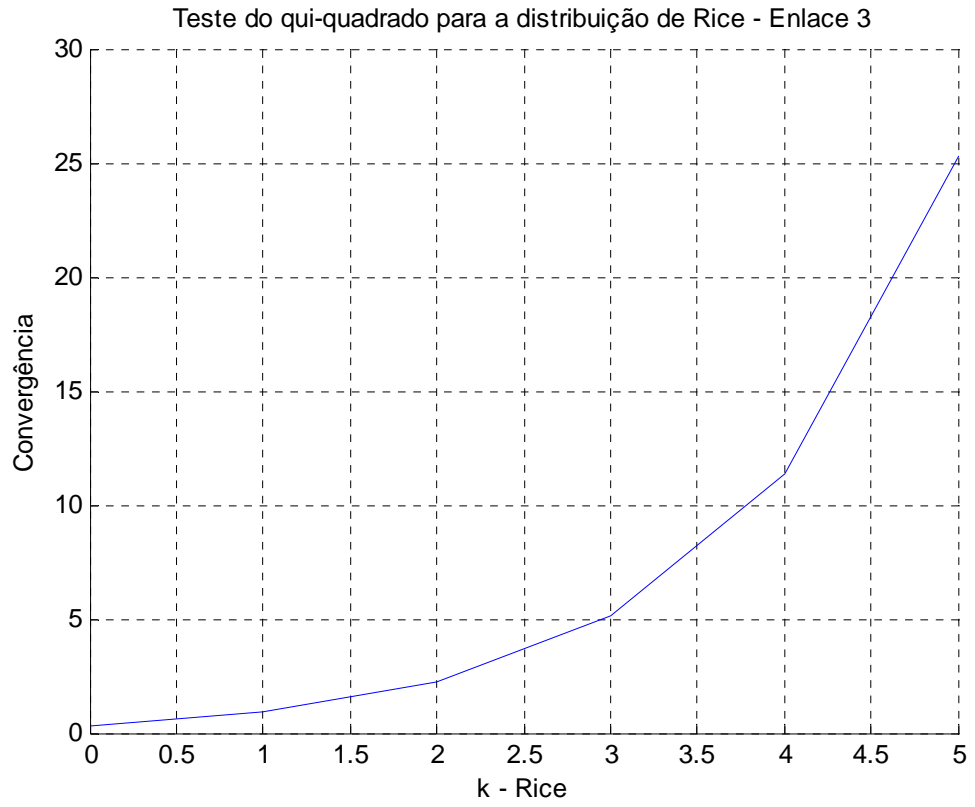


Figura 5.36 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 3 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice

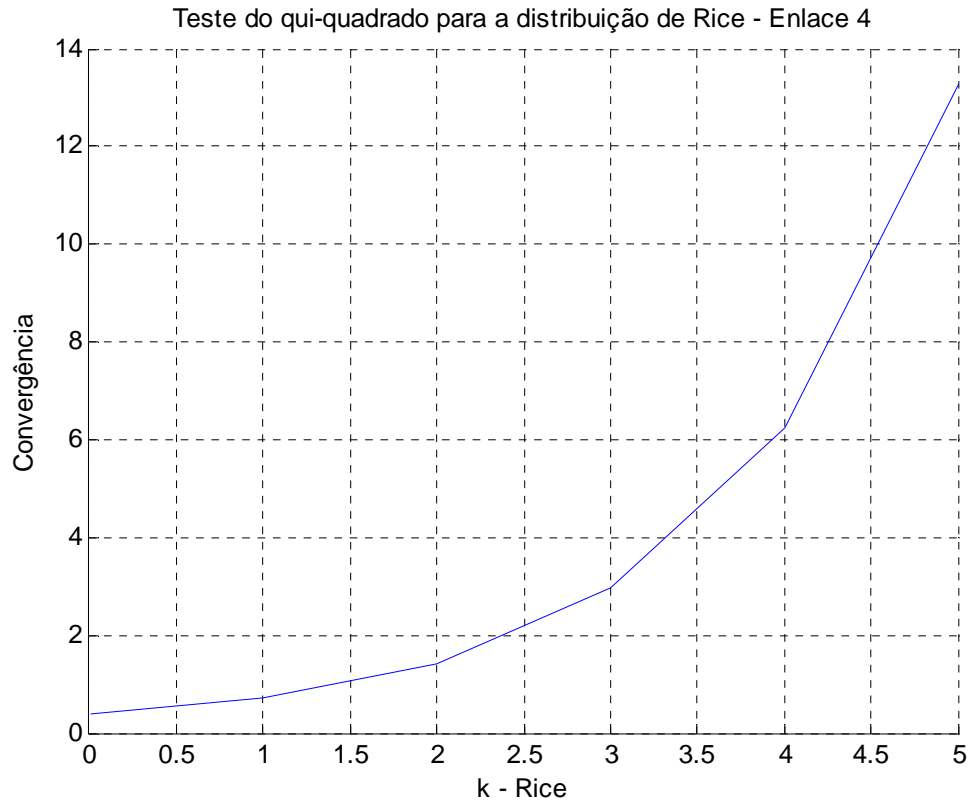


Figura 5.37 - Resultado do teste do qui-quadrado (convergência) para o enlace 4 na posição 1, em função do fator K da distribuição de Rice

A figura 5.38 mostra o comportamento dos 4 enlaces de forma conjunta, a fim de analisar o comportamento da diversidade, ou seja, verifica se há algum momento onde os mesmos passam por desvanecimento profundo de forma simultânea. A figura 5.39 apresenta a Função Distribuição de Probabilidade de cada enlace, na posição 1.

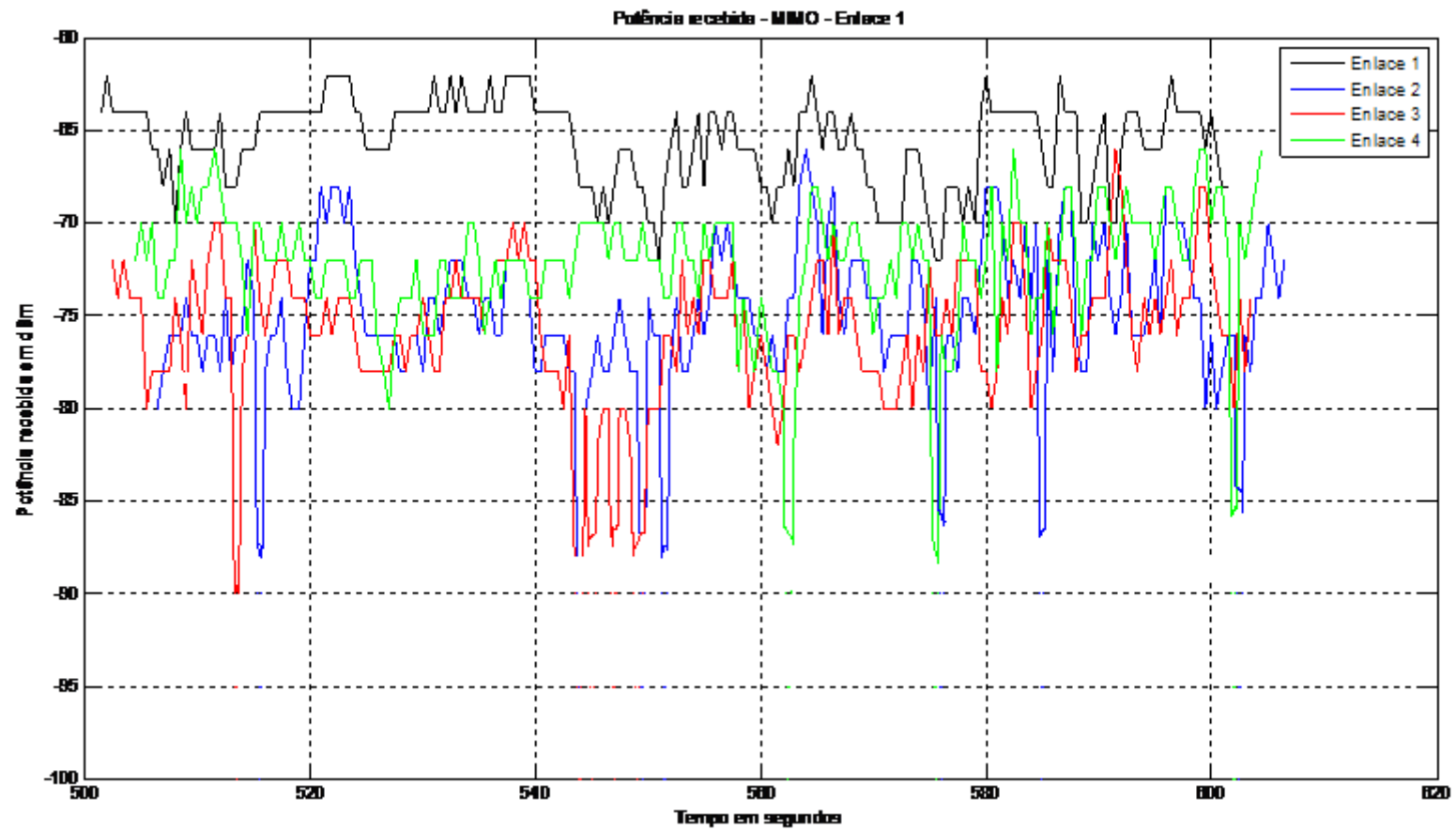


Figura 5.38 - Nível de potência recebida, em dBm, na posição 1 (Enlaces 1 a 4), numa janela de 550 segundos

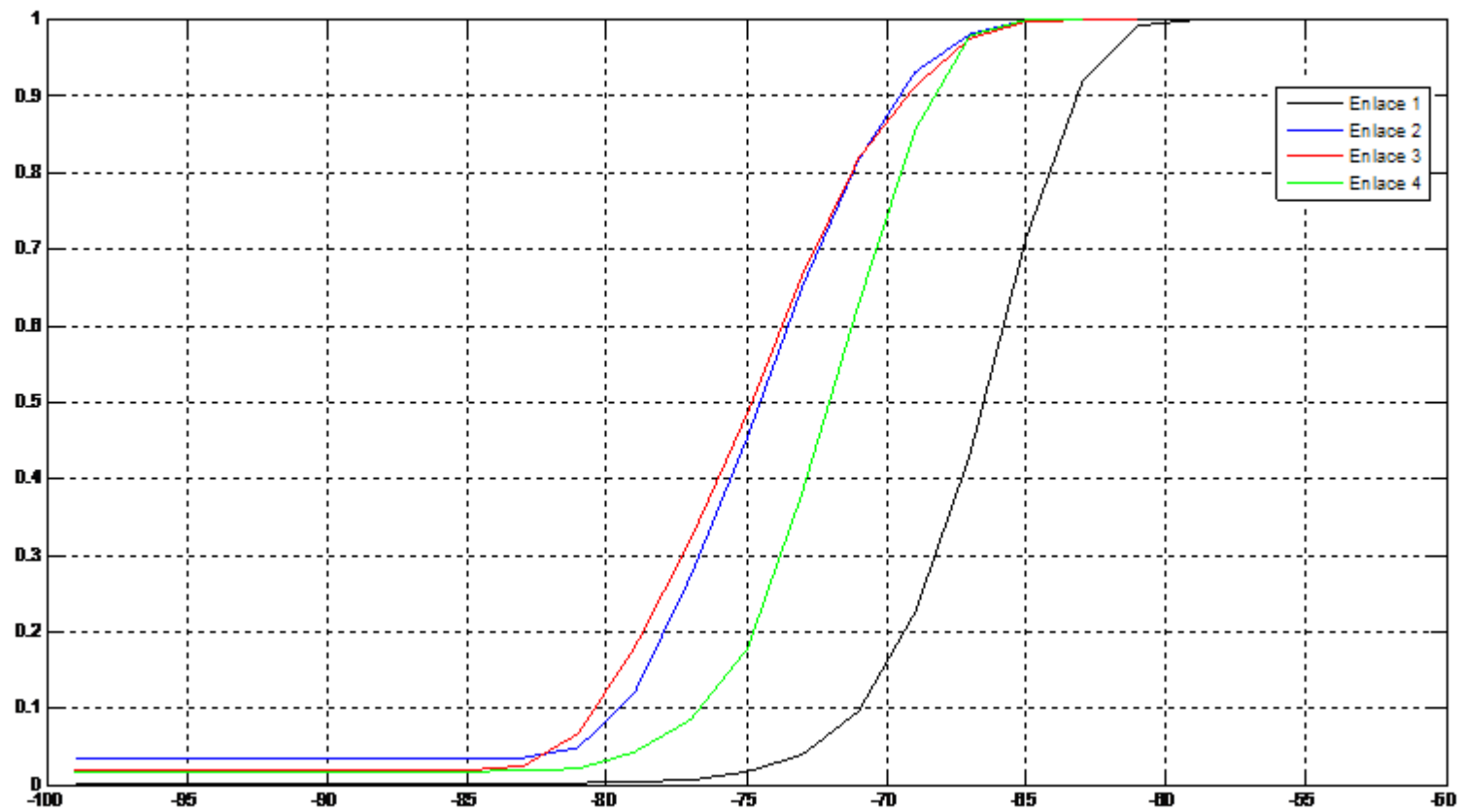


Figura 5.39 - Função distribuição de probabilidade de cada enlace, na posição 1

5.6 ANÁLISE DAS MEDIDAS

Após a análise de todas as medidas de forma individual, verificou-se que o sinal recebido pelo sistema se comportou de forma coerente. Nas funções densidade de probabilidade, na forma discreta, que foram desenvolvidas a partir do sinal recebido, verificou-se que existem alguns casos onde o nível do sinal chega próximo ao valor de -100 dBm. Esta situação ocorre porque o valor recebido está abaixo da potência mínima admissível pelo receptor. Assim, se a quantidade de amostras com nível de sinal igual a -100 dBm for grande, as análises são imprecisas, o que ficou evidente nas medidas da posição 3, na segunda campanha de medidas externas, que foram descartadas.

O teste do qui-quadrado serviu para comprovar que as medidas estão numa situação onde não há um raio dominante, uma vez que, praticamente em todas elas o fator K da distribuição de Rice esteve próximo de zero.

Os gráficos dos enlaces que foram traçados de forma conjunta a fim de se verificar o comportamento da diversidade (em função do *setup* não possibilitar a realização de medidas para que análises matemáticas fossem feitas), mostram que a diversidade funcionou de forma coerente com a teoria e simulação desenvolvidas no capítulo 3. Assim, verificou-se que os canais de radiopropagação que formam o MIMO comportam-se como um canal de Rayleigh e estão descorrelacionados.

A função distribuição probabilidade (PDF) de cada enlace, em função da posição, mostra que os enlaces podem ter funções distintas e que estas podem ser utilizadas de forma a trazer benefícios ao sistema, pois há maior chance de um dos enlaces receber maior potência.

A tabela 5.3 apresenta uma comparação do enlace que recebe mais potência com o enlace que recebe menos potência, para a probabilidade de 90% dos valores de potência recebida, conforme indicado na figura 5.40. Desta forma, caracteriza-se a diferença de potência máxima e mínima no sistema MIMO com 4 enlaces. Esta diferença sugere que o sistema MIMO pode apresentar ganho em função da utilização dos múltiplos canais, mas para se chegar a conclusões mais consistentes é necessário que seja feita uma quantidade maior de medidas, em diversos ambientes, aumentando a quantidade de antenas e a distância entre elas.

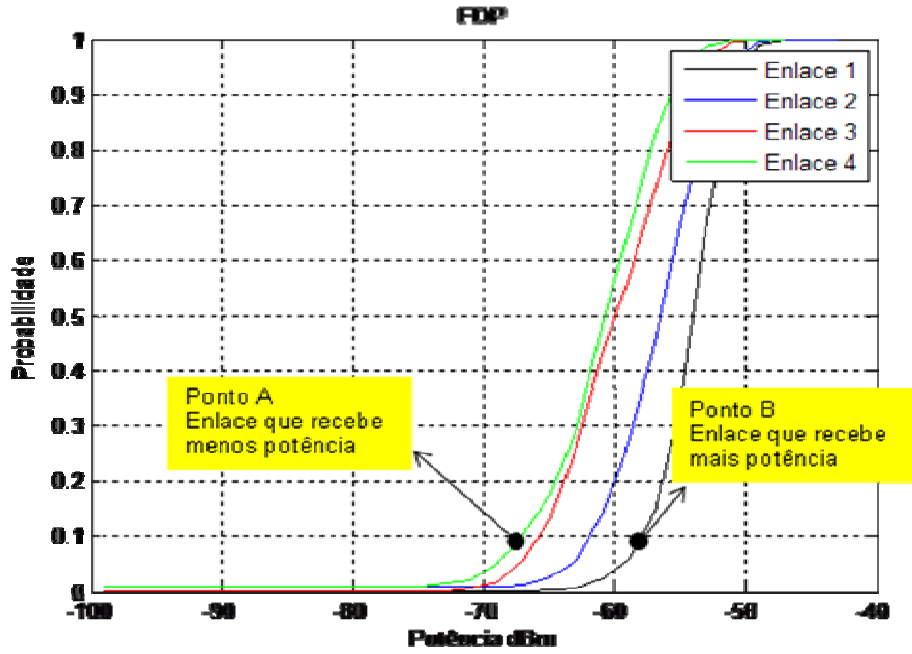


Figura 5.40 - Garantia do enlace versus a garantia do MIMO

As tabelas 5.4 e 5.5 apresentam uma comparação entre os valores médios das medidas internas e externas, respectivamente. Estas tabelas sugerem que um ganho pode ser obtido através do sistema MIMO, que deve ser comprovado após uma maior quantidade de amostras.

Tabela 5.4 - Comparação da potência recebida pelo sistema MIMO com o Melhor Canal

	Posições	Enlace que recebe menos potência (dBm), com probabilidade de 90 %	Enlace que recebe mais potência (dBm), com probabilidade de 90 %	Diferença (dB)	Média da diferença (dB)	Desvio padrão da diferença (dB)
Interna	1	-65	-53	12	5,4	3,4
	2	-76	-74	2		
	3	-67,5	-58	9,5		
	4	-75	-72,5	2,5		
	5	-62	-58,5	3,5		
	6	-75	-70	5		
	7	-77	-74	3		
	8	-75,5	-70	5,5		
Externa 1	1	-81	-72	9	7,9	2,8
	2	-76,5	-68,5	8		
	3	-71,5	-65	6,5		
	4	-67	-58,5	8,5		
Externa 2	1	-82	-74,5	7,5		
	2	-82	-74	8		
	4	-61	-58	3		
	5	-67	-54	13		

Tabela 5.5 - Comparação das médias das medidas internas

POSIÇÕES INTERNAS								
	1	2	3	4	5	6	7	8
Enlace	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)
1	-46,7	-65,4	-52,3	-65,4	-54,6	-62,9	-66,8	-65,5
2	-46	-65,8	-55,2	-65,8	-55,7	-66,4	-67,9	-67,2
3	-53,1	-67,4	-58,1	-67,4	-52,3	-65	-70,5	-61,9
4	-55,5	-67,1	-59,3	-67,1	-52,1	-65,2	-70,2	-63,3
Diferença (dB)	9,4	1,9	7,0	1,9	3,5	3,5	3,7	5,24
Média da diferença (dB)	4,6							
Desvio padrão da diferença (dB)	2,6							

Tabela 5.6 - Comparação das médias das medidas externas

	POSIÇÕES EXTERNAS 1				POSIÇÕES EXTERNAS 2			
	1	2	3	4	1	2	4	5
Enlace	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)	Média (dBm)
1	-64,9	-66,2	-66,1	-53,2	-74,6	-71,7	-80,7	-62,5
2	-73,2	-78,7	-63,3	-53,8	-74,8	-77,1	-83,4	-56,2
3	-73,2	-65,4	-65,1	-56,4	-70,4	-70,3	-83,2	-53,8
4	-70,7	-72,2	-61,8	-61,1	-77,0	-72,4	-76,6	-50,7
Diferença (dB)	8,3	13,3	4,3	7,9	6,6	6,8	6,8	11,7
Média da diferença (dB)	8,2							
Desvio padrão da diferença (dB)	2,9							

6 CONCLUSÕES

O elemento mais importante num sistema de comunicações sem fio é o sinal recebido, pois é através deste que se verifica se há condições para que ocorra a transmissão de dados de maneira eficaz.

O nível de ruído é importante para se determinar a capacidade do canal, porém, no caso desta dissertação, a potência de ruído esteve abaixo da potência mínima admitida pelo *setup* de recepção e, conseqüentemente, não foi registrada. Para fazer a análise de ruído no sistema MIMO seria necessário um estudo com foco em outros aspectos como modulação, codificação, métodos de acesso e interferências por outras fontes de ruído. É importante ressaltar que o foco desta dissertação é a análise da potência recebida (de sinal), em função do ambiente de propagação com múltiplos canais.

6.1 MEDIDAS INTERNAS

As medidas internas foram realizadas em 8 posições diferentes com 4 canais em cada posição, totalizando 32 medidas, cada uma com, no mínimo 1000 amostras. Os ambientes medidos possuem obstáculos típicos de um ambiente interno. O sinal foi medido a distâncias de até 85 metros, na condição sem visada (NLOS) e com movimentação de pessoas, conforme indica o item 5.2.

Através dos diversos gráficos traçados para cada canal de propagação, foi possível verificar o desvanecimento no canal e confirmar a sua característica de canal Rayleigh, através do teste do qui-quadrado.

A diferença entre a potência média recebida nos canais medidos varia de 9,4 a 2,0 dB, com média de 4,5 dB e desvio padrão de 2,6 dB. Esta diferença para a probabilidade de 90% dos valores varia de 12 a 2,5 dB, com média de 5,4 dB e desvio padrão de 3,6 dB. A partir desses valores percebe-se um ganho de radiopropagação em função da utilização dos sistemas MIMO, sem levar em conta possível combinação do sinal após a etapa de recepção.

A utilização de 4 canais poderia aumentar a capacidade de transmissão e chegar a valores significativos em relação ao padrão cabeado, sem as desvantagens típicas das etapas de implantação e manutenção.

A célula interna formada não precisa ser necessariamente do tipo 2x2 (2 transmissores e 2 receptores). Ela poderia resultar de uma quantidade maior de elementos transmissores e receptores, o que possibilitaria maiores benefícios ao sistema em relação à capacidade de transmissão. Ressalta-se, porém, que as medidas feitas na configuração 2x2 possibilitaram comprovar os reais benefícios dos Sistemas MIMO em ambientes internos típicos.

Se fossem utilizados 4 canais que seguem o padrão IEEE 802.11g, de maneira simplista poderíamos chegar a taxa de transmissão chegaria a 4x54 Mbps, maior do que os tradicionais 100 Mbps do padrão “*Fast Ethernet*”, com alcance de 100 metros, sem repetidores.

Atualmente existem outros padrões com taxas de transmissão mais elevadas para o padrão cabeado, e o desenvolvimento do IEEE 802.11n, para o padrão sem fio, baseado em MIMO, com taxas de transmissão com valores mais significativos.

6.2 MEDIDAS EXTERNAS

As medidas externas foram realizadas em 9 posições diferentes, sendo que uma delas foi descartada, com 4 canais em cada posição, totalizando 32 medidas, cada uma com, no mínimo, 1000 amostras.

Os ambientes externos medidos possuem todos os obstáculos que são barreiras típicas para a propagação do sinal. O sinal foi medido a distâncias de até 250 metros, na condição sem visada (NLOS) e com movimentação de pessoas e automóveis.

Através dos gráficos traçados para cada canal de propagação, foi possível verificar o desvanecimento no canal e confirmar a sua característica de canal Rayleigh, através do teste do qui-quadrado.

A diferença entre a potência média recebida nos canais medidos varia de 13,3 a 4,30 dB, com média de 8,2 dB e desvio padrão de 2,9 dB. A diferença para a

probabilidade de 90% dos valores varia de 13 a 3 dB, com média de 7,9 dB e desvio padrão de 2,8 dB. A partir desses valores percebe-se que a utilização do sistema MIMO pode apresentar um ganho, sem levar em conta possível combinação do sinal após a etapa de recepção. Percebe-se, também, que os valores no ambiente externo são mais significativos que os valores do ambiente interno.

Com os transmissores utilizados não foi possível formar uma célula externa com um raio amplo, porém foi possível fazer medidas expressivas com os sistemas MIMO em distâncias até 250 m, em função do ambiente.

O sistema MIMO utilizado traz benefícios na etapa de radiopropagação e na transmissão de dados, em função da utilização dos 4 canais. Com relação a células no ambiente externo, os benefícios alcançados tendem a ser utilizados nas redes celulares de terceira e quarta gerações, nas redes sem fio do tipo “*MESH*” e nos sistemas “*WIMAX*”.

6.3 CONCLUSÃO FINAL

De acordo com as diversas análises realizadas, percebe-se que existem grandes benefícios com a utilização do sistema MIMO para diminuir os efeitos do desvanecimento rápido, conforme a teoria desenvolvida e simulada no capítulo 3 e comprovada através das medidas dos canais em ambientes internos e externos nos *campi* da UFF.

Fica evidente a maior confiabilidade dos sistemas MIMO em relação ao desvanecimento rápido, em função da diversidade de canais, pois não houve momento em que os quatro canais sofressem desvanecimento profundo de forma simultânea, conforme indicam as análises das medidas. Além disso, um aumento significativo pode ser alcançado nas taxas de transmissão em função da utilização de múltiplos canais, conforme ficou comprovado no capítulo 4.

Uma característica importante observada, através das medidas, é que alguns canais possuem o valor do sinal recebido maior do que outros. Assim, a separação das antenas garante um relativo ganho em relação ao valor médio do sinal recebido, conforme indicam as tabelas 5.4 a 5.6.

6.4 EXPECTATIVA DE UTILIZAÇÃO DO SISTEMA MIMO

Há expectativa de utilização do sistema MIMO em novos padrões do IEEE, como o padrão IEEE 802.11n, nos sistemas WIMAX (IEEE 802.16), em alguns sistemas 3G (UMTS) e, mais amplamente, em sistemas 4G.

6.5 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Objetivando dar continuidade às pesquisas realizadas e relatadas nesta dissertação, são as seguintes as sugestões para trabalhos futuros:

- 1) Transmitir sinais utilizando técnicas de modulação modernas (MCM/OFDM) e códigos baseados em tempo e espaço (*space-time coding*) e analisar as taxas de erro utilizando um sistema MIMO, pois essas análises serão fundamentais para o desenvolvimento dos novos sistemas.
- 2) Analisar o comportamento dos diversos canais em áreas bem mais amplas.
- 3) Analisar sistemas que utilizem outros tipos de diversidade, como a diversidade de diagrama de irradiação ou polarização de campo.
- 4) Estudar a possibilidade da implantação de um sistema MIMO através de um *upgrade* em padrões ou sistemas já em uso.
- 5) Analisar as características do canal de propagação múltiplo e determinar largura de banda, correlação, cluster, etc.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. FOSCHINI, G.J.; GANS M.J.; “**On Limits of Wireless Communications in a Fading Environment when Using Multiple Antennas**”; Artigo, Wireless Personal Commun, Vol. 6, pp. 311-335, Mar. 1998
2. MARZETTA, T. L.; HOCHWALD, B. M., “**Capacity of a mobile multiple antenna communication link in flat fading**”, IEEE Transaction on Information Theory, Vol. 45, pp. 139-157, January 1999
3. AL-DHAHIR, N.; “**Finite-Length MIMO Decision Feedback Equalization for Space–Time Block-Coded Signals over Multipath-Fading Channels**”, Artigo, IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 50, no. 4, pp.1176-1182, 2001
4. WALLACE, J.; JENSEN, M.; “**Measured Characteristics of the MIMO Wireless Channel**”; Artigo, Department of Electrical and Computer Engineering Brigham Young University, Provo,; 2001
5. THOMA, R.S.; HAMPICKE, D.; RICHTER, A., SOMMERKORN, G., “**MIMO Vector Channel Sounder Measurement for Smart Antenna System Evaluation, European Transactions on Telecommunications**”, ETT, Vol. 12, No.5, pp. 427- 438, 2001
6. KERMOAL, J. P.; “**A Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation**”; Artigo, IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 20, no. 6, , pp.1211-1226, 2002
7. VALENZUELA, REINALDO A. ; CHUAH, CHEN-NEE; TSE, DAVID N. C.; KAHN, JOSEPH M.; “**Capacity Scaling in MIMO Wireless Systems Under Correlated Fading** “, Artigo, IEEE TRANSACTIONS ON INFORMATION THEORY, VOL. 48, NO. 3, MARCH 2002
8. D. GESBERT, H. BOLCSKEI, D. GORE, AND A. PAULRAJ, “**Outdoor mimo wireless channels: models and performance prediction**” IEEE Trans. Commun., vol. 50, no. 12, pp. 1926–1934, 2002
9. STAMOULIS, ANASTASIOS; DIGGAVI, SUHAS N.; AL-DHAHIR, NAOFAL; “**Intercarrier Interference in MIMO OFDM**”; Artigo, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 50, NO. 10, p2451-2464, 2002

10. GESBERT, D.; SHAFI, M.; SHIU, DA-SHAN; SMITH, P.; NAGUIB, A.; **“From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space–Time Coded Wireless Systems”**; Artigo, IEEE JOURNAL ON SELECTED AREAS IN COMMUNICATIONS, VOL. 21, NO. 3, 2003
11. LOVE, D. J.; HEATH, R. W.; **“Grassmannian Beamforming for Multiple-Input Multiple-Output Wireless Systems”**, IEEE Trans. Inf. Th., vol. 49, no. 10, pp.2735 – 2747, 2003
12. MUKKAVILLI, K.; SABHARWAL, A., **“On beamforming with finite rate feedback in multiple antenna systems”**, IEEE Trans. Inf. Th., vol. 49, no. 10, pp. 2562 – 2579, 2003
13. SCHENK, T.; **“Frequency Synchronization for MIMO OFDM Wireless LAN Systems”**, Artigo, Eindhoven University of Technology, 2003
14. GAMAL, H.; HAMMONS, A. R.; , LIU, Y.; FITZ; M. P.; E TAKESHITA, O. Y.; **“On the design of space–time and space-frequency codes for MIMO frequency selective fading channels”** IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, pp. 2277–2292, 2003
15. ALMERS, P.; **“Keyhole Effects in MIMO Wireless Channels - Measurements and Theory”**, MERL – Mitsubishi Electric Research Laboratory, 2003
16. STUBER, G. L.; **“Broadband MIMO-OFDM Wireless Communications”**; Artigo, Proceedings of the IEEE, vol. 92, no. 2, pp. 271-294, 2004
17. ZELST, A.; SCHENK, T. C. W.; **“Implementation of a MIMO OFDM-Based Wireless LAN System”**; Artigo, IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING, VOL. 52, NO. 2, pp. 483-494, 2004
18. SCHENK, TIM C.W.; DOLMANS, G.; MODONESI, I.; **“Throughput of a MIMO OFDM based WLAN system”**; Artigo, Proc. Symposium IEEE Benelux Chapter on Communications and Vehicular Technology, 2004 (SCVT2004), Gent, Belgium, Nov. 2004
19. BOLCSKEI, H.; **“Capacity Scaling Laws in MIMO Relay Networks”**, Artigo, IEEE – ISIT, 2004
20. WALDSCHMIDT, C.; WIESBECK W.; **“Compact Wide-Band Multimode Antennas for MIMO and Diversity”**; Artigo, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 52, NO. 8, 2004

21. OLISCH, A. F.; WIN, M. Z.; **“MIMO systems with antenna selection”**; IEEE Microwave Mag., vol. 5, no. 1, pp. 46-56, 2004
22. ROH J. C.; RAO B. D.; **“An efficient feedback method for MIMO systems with slowly time-varying channels”**, in Proc. of Wireless Comm. and Networking., vol. 2, pp. 760–764, 2004
23. LOVE, D. J.; SANTIPACH, W., E HONIG, M.; **“What is the value of limited feedback for MIMO channels?”**, IEEE Comm. Mag., vol. 42, no. 10, pp. 54–59, 2004
24. SIDDHARTH, RAY; **“On MIMO Capacity in the Ultra-Wideband Regime”**, Artigo IEEE, 0780386221/04, pp.1516-1520, 2004
25. ZHENG, L.; ABOUNADI, J., **“On the Sublinear Behavior of MIMO Channel Capacity at Low SNR”**,Artigo, International Symposium on Information Theory and its Applications (ISITA) 2004, Parma, Italy, 2004
26. MAHARAJ, B.T.; **“A Cost-effective Wideband MIMO Channel Sounder and Initial Co-located 2.4 GHz and 5.2 GHz Measurements”**; Artigo, IEEE, ICASSP 2005, pp. 981-984, 2005
27. FREITAS, W. C.; CAVALCANTI, F. R. P.; LOPES, R. R.; **“Hybrid Transceiver Schemes for Spatial Multiplexing and Diversity in MIMO Systems”**; Artigo, JOURNAL OF COMMUNICATION AND INFORMATION SYSTEMS, vol. 20, no. 3, p.63-75, 2005
28. VIEIRA, ROBSON D.: **“Medidas do Canal MIMO Indoor: Analise da Capacidade do Canal e dos Parâmetros do Canal”**, Tese de Doutorado, PUC Rio, 2005
29. DUA, A.; MEDEPALLI, K.; PAULRAJ A.; **“Receive Antenna Selection in MIMO Systems using Convex Optimization”**; IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 9, pp.2353-2357, 2006
30. SAEED GAZOR, HAMIDREZA SALIGHEH RAD,; **“Space-Time-Frequency Characterization of MIMO Wireless Channels”**, IEEE Transactions on Wireless Communications, VOL. 5, NO. 9, pp.2369-2375, 2006
31. LOYKA, SERGEY e LEVIN, GEORGE: **“Multi-Keyhole MIMO Channels: Asymptotic Analysis of Outage Capacity”**, Artigo, ISIT, Seattle, USA, School of Information Technology and Engineering, University of Ottawa, 2006

32. KUHN, V.: **“Wireless Communications over MIMO Channels”**, livro, Wiley, 2006
33. BELLO, PHILIP A.: **“Characterization of Randomly Time-Variant Linear Channels”**, Artigo, IEEE Transactions, December 1963, CS-11, pp. 360–393
34. BALANIS, CONSTANTINE A.: **“Advanced Engineering Electromagnetics”**, Livro, Wiley, 1989
35. BERTONI, HENRY L.: **“Radio Propagation for Modern Wireless Systems”**, Livro, Prentice Hall Professional Technical Reference, 2000
36. ANDERSON, HARRY R.: **“Fixed Broadband Wireless: System Design”**, Livro, Wiley, 2003
37. LEE, WILLIAM C. Y.: **“Mobile Communications Engineering”**, Livro, McGraw-Hill Telecommunications, 1998
38. VAUGHAN, RODNEY e ANDERSEN, JORGEN B.: **“Channel, Propagation and Antennas for Mobile Communications”**, Livro, The Institution of Electrical Engineers, London, United Kingdom, 2003
39. SHANNON, C.E.: **“A Mathematical Theory of Communication”**; Artigo, 1948
40. ALMERS P., TUFVESSON F.; MOLISCH A. F.; **“Keyhole Effects in MIMO Wireless Channels - Measurements and Theory”**; Artigo, MERL – A MITSUBISHI ELECTRIC RESEARCH LABORATORY; December 2003
41. VIEIRA, ROBSON D.: **“Medidas do Canal MIMO Indoor: Análise da Capacidade do Canal e dos Parâmetros do Canal”**, Tese de Doutorado, PUC Rio, Setembro 2005
42. BELLO, JULIO C. R.: **“Caracterização da Influência da Vegetação nos Sistemas de Comunicações Móveis Celulares em Áreas Urbanas”**, Tese de Doutorado, PUC Rio, 1998
43. MATOS, LENI J.: **“Influência da Vegetação na Dispersão dos Sinais Rádio-Móveis”**, Tese de Doutorado, PUC Rio, 2005
44. GARCIA, NELSON A. P. G.: **“Cálculo de Cobertura de Sistemas WLL e LMDS”**, Dissertação de Mestrado, PUC Rio, 2000

45. VÁSQUEZ, EDUARDO J. A.: “**Caracterização do Canal Móvel em Faixa Larga**”, Tese de Doutorado, PUC Rio, 2000
46. SOUZA, CRISTIANO F.; “**Análise da dispersão Temporal de Canais de Banda Ultralarga (UWB) Através de Medidas Realizadas em Ambientes Indoor- Outdoor e em Ambientes Outdoor**”, Dissertação de Mestrado, UFF, 2006
47. PAPOULIS, ATHANASIOS: “**Probability, Random Variables, and Stochastic Processes**”, Livro, McGraw-Hill Series in Electrical Engineering, 2002
48. LEON-GARCIA, ALBERTO: “**Probability and Random Processes for Electrical Engineering**”, Livro, Prentice Hall, 1993
49. SIMON, MARVIN K. e ALOUINI MOHAMED-SLIM: “**Digital Communication over Fading**”, Livro, Wiley, 2004
50. PÄTZOLD, MATTHIAS: “**Mobile Fading Channels**”, Livro, Wiley, 2002
51. SKLAR, BERNARD: “**Digital Communication: Fundamentals and Applications**”, Livro, Prentice Hall, 2001
52. KERMOAL, JEAN PHILIPPE; SCHUMACHER LAURENT; PEDERSEN, KLAUS INGEMANN; MOGENSEN, PREBEN ELGAARD; FREDERIKSEN, FRANK, A “**Stochastic MIMO Radio Channel Model With Experimental Validation**”, Artigo, VOL. 20, N.6, pp. 1099-1000, Aug. 2002
53. SHANNON, C.E.: “**A Mathematical Theory of Communication**”; Artigo, 1948
54. NASRABADI, A. M. N.; BAHRAMI H. R.; JAMALI S. H.; KUSHA A. A.; “**Effect of Antenna Separation on Capacity and Performance of MIMO Systems**”; Artigo, Department of electrical and computer engineering, University of Tehran, Tehran, Iran
55. WALLACE, J.; JENSEN, M.; “**Measured Characteristics of the MIMO Wireless Channel**”; Artigo, Department of Electrical and Computer Engineering Brigham Young University, Provo,; 2001
56. ZIRI-CASTRO, k.; SCANLON W. G.; TOFONI F.; “**Dynamic Capacity Estimation for the Indoor Wireless Channel with MIMO Arrays and**

- Pedestrian Traffic**"; Artigo, Centre for Communications Engineering, School of Electrical & Mechanical Engineering, University of Ulster, Shore Road, Newtownabbey, Co. Antrim, Northern Ireland, BT37 0QB.
57. ABHAYAPALA, THUSHARA D.; POLLOCK TONY S.; KENNEDY RODNEY A.; **"Spatial Decomposition of MIMO Wireless Channels"**, Artigo, Department of Telecommunications Engineering; Australian National University, Canberra ACT 0200 Australia
 58. WALDSCHMIDT, C.; WIESBECK W.; **"Compact Wide-Band Multimode Antennas for MIMO and Diversity"**; Artigo, IEEE TRANSACTIONS ON ANTENNAS AND PROPAGATION, VOL. 52, NO. 8, 2004
 59. ABHAYAWARDHANA, V.S.; WASSEL, I.J.; CROSBY, D.; SELLARS, M.P.; BROWN, M.G.; **"Comparison of Empirical Propagation Path Loss Models for Fixed Wireless Access Systems"**; Artigo, Dept. of Engineering, University of Cambridge, Cambridge
 60. SIJBERS J., DEKKER A. J. DEN, VAN DYCK D., RAMAN E.: **"Estimation of Signal and Noise from Rician Distributed Data"**, Artigo, University of Antwerp (RUCA), Department of Physics Groenenborgerlaan 171, B-2020 Antwerp, Belgium
 61. TANENBAUM, A. S.; **"Computer Network"**; Livro, Prentice Hall, 2003
 62. BRUNO, A. A., KIM, JACQUILINE: **"CCDA Exam Certification Guide"**; Livro, Cisco Press
 63. ANDREN, CARL; HALFOR, KAREN; WEBSTER, MARK; **"CCK, the new IEEE 802.11 standard for 2.4 GHz wireless LANs"**; Artigo, International IC D Taipei ¥ Conference Proceedings
 64. SCHIMID G., PREINER, P., UBERBACHER, R., GEORG R.; **"Exposure of general public due to wireless LAN - applications in urban enviromente"**, Artigo, BFS Workshop
 65. ASHERSON, STEPHEN; KRITZINGER, PIETER; PILEGGI, PAOLO; **"Wireless Standards and Mesh Networks"**; Artigo, Technical Report CS07-02-00, Computer Science Department University of Cape Town, Africa do Sul
 66. <http://genie.iitd.ernet.in/wipo/tech-details.html>, acessado em 13/3/2008 às 15:00

ANEXO 1 – RECURSOS COMPUTACIONAIS E PROGRAMAS UTILIZADOS NA DISSERTAÇÃO

OBS:

- Todos os programas nesta dissertação foram desenvolvidos utilizando o MATLAB.
- Os programas utilizam tabelas que foram obtidas através de simulações no simulink ou netstumber.

5.1 - Nesta etapa está o programa utilizado para os cálculos de atenuação utilizando o modelo SUI

```
% Potencia de transmissao (dBm)
ptx=0;
% Ganho das antenas - dB
ga=0;
% Perdas e margem - dB
ac=0;
% Modelo de propagacao para frequencia entre 2 e 11 GHz
% Modelo SUI
% frequencia (MHz)
f=2450;
% distancia (m)
d=100:10000;
% Tipo de terreno
% ter=1 Montanhoso com alta ou moderada densidade de arvore
% ter=2 Montanhoso com baixa densidade de arvore ou plano com alta
% densidade de arvore
% ter=3 Plano com leve densidade de arvora
ter=3;
% Altura do movel
hm=2;
% Altura da estacao radiobase [10 e 80m]
hb=30;
c=3*10^8;
% Comprimento de onda / Nao esquecer que a frequencia esta em MHz
lambda=c/(f*10^6);
d0=100;
a=20*log10(4*3.14*d0/lambda);
if ter==1;
    aa=4.6;
    bb=0.0075;
    cc=12.6;
```

```

    xh=-10.8*log10(hm/2);
    y=aa-bb*hb+cc/hb;
end;
if ter==2;
    aa=4;
    bb=0.0065;
    cc=17.1;
    xh=-10.8*log10(hm/2);
    y=aa-bb*hb+cc/hb;
end;
if ter==3;
    aa=3.6;
    bb=0.005;
    cc=20;
    xh=-20*log10(hm/2);
    y=aa-bb*hb+cc/hb;
end
xf=6*log10(f/2000);
% Margem de desvanecimento (Sombreamento), valores tipicos [8.2 10.6]
% A margem é da variavel aleatoria lognormal depende das medidas
s=10.6;
% Atenuacao(LOS)
los=a+10*y*log10(d/d0)+xf+xh+s;
prx=ptx+ga-los-ac;
%plot(d,prx);
%hold on;
semilogx(d,prx,'red');
%grid;

```

5.2 Nesta etapa o programa utilizado para traçar os gráficos de correlação.

```
%Esse PGM mede a correlação na variacao de tempo entre zero e fiz ele para
%amostras em micro segundo
%Antes de rodar esse programa á importante que já se tenha as tabelas com
%os valores da envoltória adquirido através de experimento ou simulações
for a=1:50;
    %inicio do deslocamento de tempo, nesse caso vai ser 1x1000+1, para a
    %utilizacao das amostras em microsegundo esta apartir de 1 milesimo ate
    b=a*1000+1;
    %Fim do deslocamento de tempo
    c=a*1000+5000000;
    et1=ampliso(1:5000000);
    et2=ampliso(b:c);
    %media de et1
    met1=sum(et1)/length(et1);
    %media de et2
    met2=sum(et2)/length(et2);
    %Correlação
    ret1et2=sum(et1.*et2)/length(et1.*et2);
    pt1=sqrt(((sum(et1.^2))/length(et1))-met1^2);
    pt2=sqrt(((sum(et2.^2))/length(et2))-met2^2);
    roet(a)=(ret1et2-met1*met2)/(pt1*pt2);
end
plot(roet);
```


5.3 Nesta etapa está o programa utilizado para traçar o gráfico que compara o coeficiente de correlação teórico e experimental.

```
a=1:50;
b=60*pi*a/1000;
c=besselj(0,b);
d=c.^2;
e=(sin(b))./b;
f=e.^2;

%Teorico Envoltoria 2D
plot(a,c,'black');
hold on;

%Teorico Potencia 2D
plot(a,d,'magenta');

%Teorico Envoltoria 3D
%plot(a,e,'cyan');

%Teorico Envoltoria 3D
%plot(a,f,'green');

%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%
%Fim dos teóricos
%Os valores dos roet foi adquirido através da simulação e do programa que
%fiz para calcular os graficos
load roet.mat;
load roetpot.mat;

%Simulado Envoltória
%plot(roet,'blue');

%Simulado Potência
%plot(roetpot,'red')
grid on;
```

5.4 Programa utilizado para traçar a função de densidade probabilidade dos enlaces medidos.

```
load a1BG;  
[a,b]=hist(a1BG(:,2),100);  
c=a/length(a1BG(:,2));  
bar(b,c);  
grid;
```

5.5 Programa utilizado para traçar os gráficos e analisar a diversidade.

```
load a1BG;  
load a1Cass;  
load a2BG;  
load a2Cass;  
%Limite dos espaço de tempo a=inicio b=fim  
a=100;  
b=2000;  
plot(a1BG(a:b,1),(a1BG(a:b,2)),'black');  
hold on;  
plot(a2BG(a:b,1),(a2BG(a:b,2)),'blue');  
plot(a1Cass(a:b,1),(a1Cass(a:b,2)),'red');  
plot(a2Cass(a:b,1),(a2Cass(a:b,2)),'green');  
grid;
```

5.6 Programa utilizado para deixar a função densidade de probabilidade discreta com forma visual de continua.

```
load a1BG;
[a,b]=hist(a1BG(:,2),100);
c=a/length(a1BG(:,2));
%bar(b,c)
%plot(b,c);
%OBS: este d/3 esta estranho, pois deveria ser d/2
%d=c/3;
d=c;
%plot(b,d,'*');
for i=1:length(d);
    if d(1,i)~=0;
        e=b(i);
        f=d(i);
        end
        g(i)=e;
        h(i)=f;
end
h1=h./sum(h);
plot(g,h1);
grid;
```

5.7 Programa utilizado para traçar de forma conjunta as funções densidade de probabilidade com visual de continua.

```
load a1BG;
[a,b]=hist(a1BG(:,2),100);
c=a/length(a1BG(:,2));
%bar(b,c)
%plot(b,c);
%OBS: este d/3 esta estranho, pois deveria ser d/2
%d=c/3;
d=c;
%plot(b,d,'*');
for i=1:length(d);
    if d(1,i)~=0;
        e=b(i);
        f=d(i);
        end
        g(i)=e;
        h(i)=f;
end
h1=h./sum(h);
hold on;
plot(g,h1,'red');

load a1Cass;
[a,b]=hist(a1Cass(:,2),100);
c=a/length(a1Cass(:,2));
%bar(b,c)
%plot(b,c);
%OBS: este d/3 esta estranho, pois deveria ser d/2
%d=c/3;
d=c;
%plot(b,d,'*');
for i=1:length(d);
    if d(1,i)~=0;
        e=b(i);
        f=d(i);
        end
        g(i)=e;
        h(i)=f;
end
h1=h./sum(h);
plot(g,h1);

load a2BG;
```

```

[a,b]=hist(a2BG(:,2),100);
c=a/length(a2BG(:,2));
%bar(b,c)
%plot(b,c);
%OBS: este d/3 esta estranho, pois deveria ser d/2
%d=c/3;
d=c;
%plot(b,d,'*');
for i=1:length(d);
    if d(1,i)~=0;
        e=b(i);
        f=d(i);
    end
    g(i)=e;
    h(i)=f;
end
h1=h./sum(h);
hold on;
plot(g,h1,'green');

load a2Cass;
[a,b]=hist(a2Cass(:,2),100);
c=a/length(a2Cass(:,2));
%bar(b,c)
%plot(b,c);
%OBS: este d/3 esta estranho, pois deveria ser d/2
%d=c/3;
d=c;
%plot(b,d,'*');
for i=1:length(d);
    if d(1,i)~=0;
        e=b(i);
        f=d(i);
    end
    g(i)=e;
    h(i)=f;
end
h1=h./sum(h);
hold on;
plot(g,h1,'black');
grid;

```

5.8 Programa utilizado para fazer o teste do qui-quadrado

```
clear;
```

```
%OBS: a variavel aleatoria que vai ser carregada e o programa ricepdf2.m  
%devem estar na mesma pasta do programa.
```

```
%a1=medida que vai ser analisada
```

```
load a1BG;  
a1=a1BG(:,2);
```

```
%t8=Tamanho maximo do K
```

```
t8=5;
```

```
a5=0:1:t8;  
for z=1:t8+1  
    k=a5(z);
```

```
format('long');
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%Saiu do fdpDiscreta
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
q=min(a1);
```

```
w=max(a1);
```

```
r=((w-q)/2);
```

```
[a,b1]=hist((a1),r);
```

```
%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%c é a coluna com os valores de probabilidade dos valores medidos
```

```
c=a/length(a1);
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
%
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
% Saiu do ProgramaVAteoricaDiscreta
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
a0=10.^(a1/20);
```

```
m0=sum(a0)/length(a0);
```

```
a=a0/m0;
```

```
m=sum(a)/length(a);
```

```
sigma=sqrt((1/(2*length(a)))*(sum(a.^2)));
```

```
s1=sigma;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
% k da V.A. de Rice  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%k=0; Esta comentado porque foi para o inicio deste PGM
```

```
v1=sqrt(k*2*(s1^2));  
pmin=min(a1);  
pmax=max(a1);  
dis=(pmax-pmin)/2;  
xdB1=linspace(pmin+1,pmax-1,dis);  
xdB=linspace(pmin,pmax,dis+1);  
x1=10.^(xdB./20);  
x=x1/m0;  
u=ricepdf2(x,v1,s1);
```

```
for i=1:length(xdB)-1; %comprimento do vetor "-1"
```

```
    a=x(i);  
    b=x(i+1);  
    l=u(i);  
    m=u(i+1);  
    p(i)=(b-a)*m+(b-a)*abs(l-m);
```

```
end
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%p é a matriz com os valores de probabilidade dos valores teoricos, que sai  
%do for acima  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%  
%  
%  
% Começa o teste do qui quadrado  
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
```

```
for n=1:length(p)
```

```
    if p(n)~=0  
        q1(n)=((p(n)-c(n)).^2)./p(n);
```

```
    end
```

```
    if p(n)==0  
        q1(n)=0;
```

```
    end
```

```
end
```

```
q1;  
q2(z)=sum(q1)-q1(1);
```

```
%s(z)=q2;
```

```
end
```



```
q2;  
hold on  
plot(a5,q2);  
%bar(a5,q2);  
grid;  
title('Teste do qui-quadrado para a distribuição de Rice - Enlace 1');  
xlabel('k - Rice');  
ylabel('Convergência');
```

ANEXO 2 – FOTOS AMPLIADAS COM O POSICIONAMENTO DAS ANTENAS

Medidas internas:

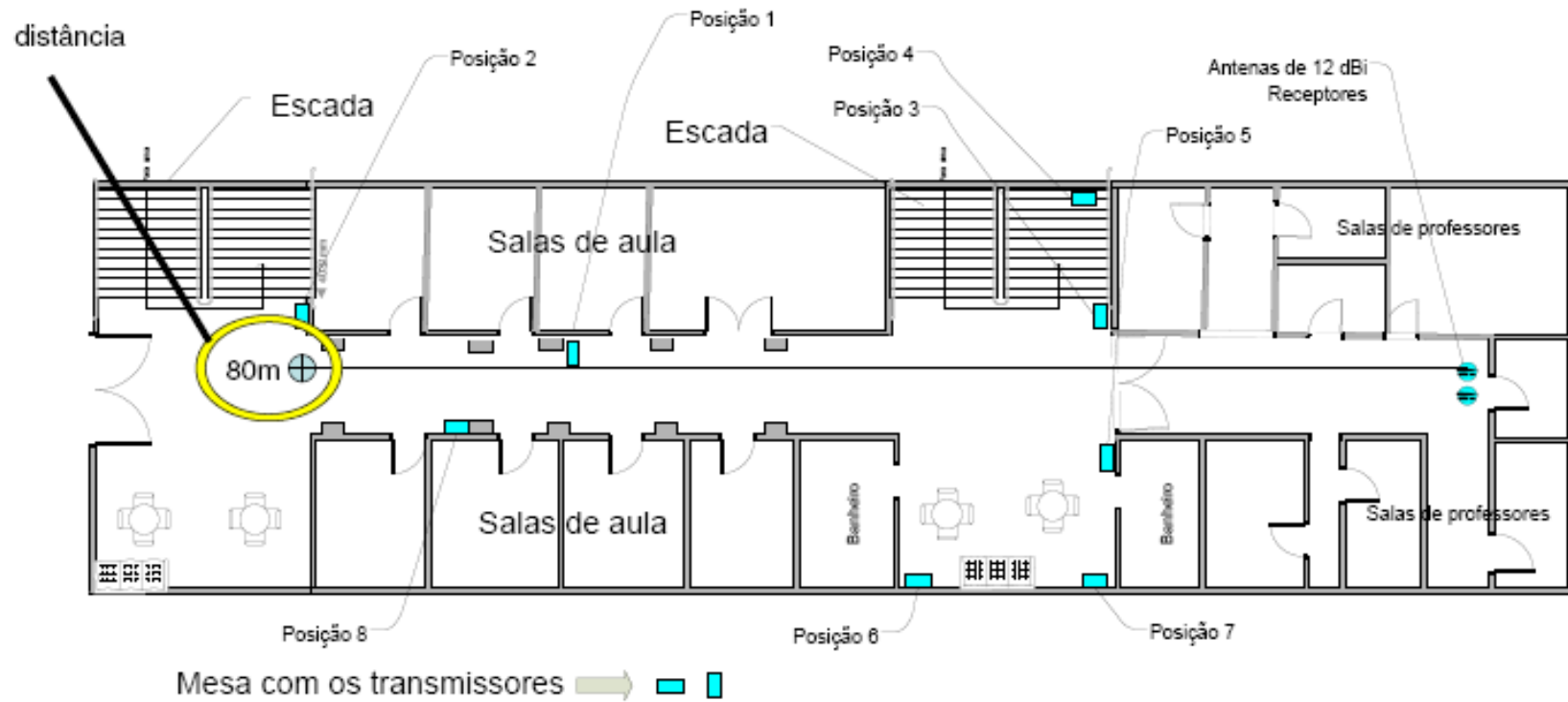
- Posição dos receptores para as medidas de 1 a 5



- “Vista das antenas” para o ambiente



- Ilustração do ambiente de medidas



- Posição 1 / Medidas internas



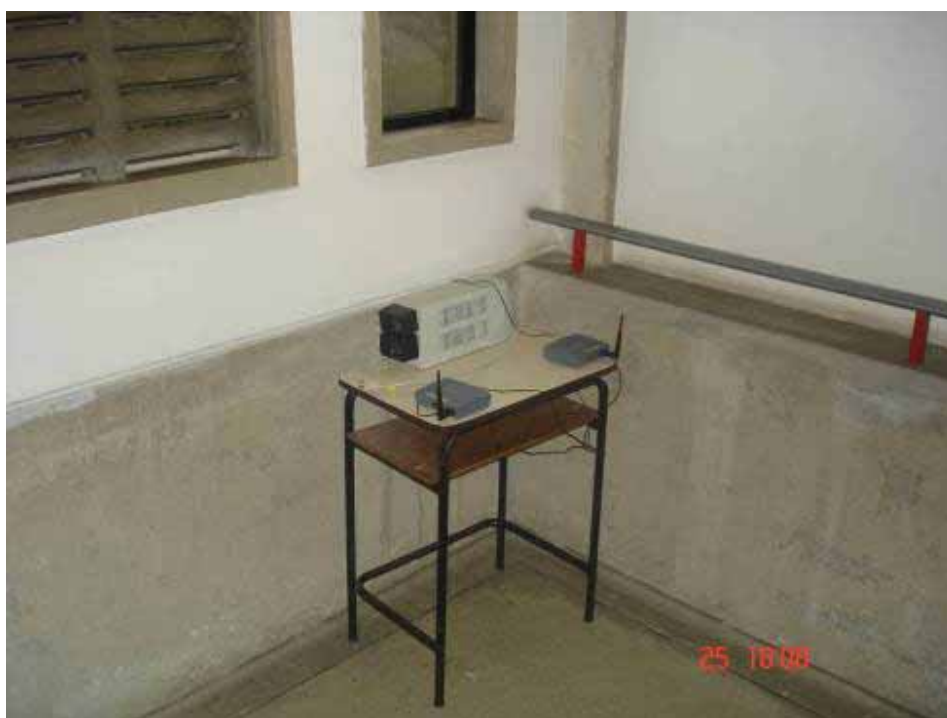
- Posição 2 / Medidas internas



- Posição 3 / Medidas internas



- Posição 4 / Medidas internas



- Posição 5 / Medidas internas



- Posição 6 / Medidas internas



- Posição 7 / Medidas internas



- Posição 8 / Medidas internas



Medidas externas / Primeira campanha

- Posição dos receptores



- Ambiente de medidas



- Posição 1 / Medidas externas



- Posição 2 / Medidas externas



- Posição 3 / Medidas externas



- Posição 4 / Medidas externas

