

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**CAPACIDADE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO  
SEM FIO COM COMPARTILHAMENTO DE ESPECTRO  
EM CENÁRIOS DE DESVANECIMENTO  $\kappa$ - $\mu$**

Gabriel Rocha Ferreira

Brasília, Novembro de 2012

**UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA**

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA  
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**CAPACIDADE DE SISTEMAS DE COMUNICAÇÃO  
SEM FIO COM COMPARTILHAMENTO DE ESPECTRO  
EM CENÁRIOS DE DESVANECIMENTO  $\kappa$ - $\mu$**

**Gabriel Rocha Ferreira**

*Relatório submetido ao Departamento de Engenharia  
Elétrica como requisito parcial para obtenção  
do grau de Engenheiro de Redes de Comunicações*

Banca Examinadora

Ugo Silva Dias, ENE/UnB

*Orientador*

\_\_\_\_\_

Prof. Adoniran Judson de Barros Braga,

ENE/UnB

*Examinador interno*

\_\_\_\_\_

Prof. Leonardo Aguayo, ENE, UnB

*Examinador interno*

\_\_\_\_\_

## **Dedicatória**

*Dedico este trabalho à minha família e aos meus amigos, pois eles viveram e lutaram comigo toda a jornada, desde o ingresso até a conclusão do curso de engenharia.*

*Gabriel Rocha Ferreira*

## Agradecimentos

*Agradeço, em especial, todo o auxílio prestado pelos amigos, que foram de extrema relevância pelos conselhos, exemplos, material de apoio. Também pelas longas horas de conversas e reflexões sobre os mais variados temas. São eles: Fábio von Glehn Pereira, Pabblo Cardelino Ghobad e Rafael Braz Rebouças Lourenço.*

*Deixo aqui também toda a gratidão ao meu orientador, Ugo Silva Dias, pois sem seus conselhos, conhecimentos, dedicação e tempo investido este projeto não seria possível. Seus amigos e colegas da Unicamp foram de extrema importância. Agradeço a eles também, Elvio Leonardo e Michel Yacoub.*

*Finalmente, agradeço aos membros da banca examinadora, Adoniran Judson de Barros Braga e Leonardo Aguayo. O empenho e a dedicação de vocês foi fundamental no fechamento e revisão do trabalho. As observações feitas foram de extrema importância na elaboração de um trabalho com melhor qualidade.*

*Gabriel Rocha Ferreira*

---

## RESUMO

Conceitos de compartilhamento de espectro são amplamente empregados em sistemas práticos com o objetivo de melhorar a eficiência de utilização do espectro de rádio. Motivado por isso, um estudo de sobre a capacidade de compartilhamento de espectro em sistemas com distribuição de desvanecimento  $\kappa$ - $\mu$  é realizado. Mais especificamente, assumindo-se parâmetros não idênticos de desvanecimento, uma expressão geral, exata e fechada da capacidade limitada ao atraso é obtida. Ainda, baseando-se na alocação de potência relacionada à capacidade de saída, uma expressão geral, exata e fechada da probabilidade mínima de saída é obtida para taxas independentes e não identicamente distribuídas de  $\kappa$ - $\mu$ , variáveis aleatórias. Finalmente, uma expressão para a capacidade ergódica também é obtida na forma fechada considerando-se uma média da potência de interferência. São gerados gráficos para a investigação dos efeitos na capacidade de sistemas usando os parâmetros de desvanecimento.

---

## ABSTRACT

Spectrum sharing concepts have been widely employed in the design of practical systems with the aim to improve the utilization efficiency of the radio spectrum. Motivated by this, a comprehensive capacity study of spectrum sharing systems undergoing  $\kappa$ - $\mu$  fading is performed in this paper. More specifically, assuming non-identical fading parameters, a general and exact closed-form expression for the delay-limited capacity is derived. In addition, based on the power allocation related to the outage capacity, a general and exact closed-form expression for the corresponding minimum outage probability is obtained for the ratio of independent and non-identically distributed  $\kappa$ - $\mu$  random variables. Finally, expression for the ergodic capacity is also attained in closed-form fashion considering an average interference power constraint. Numerical plots are depicted in order to investigate the effects of the fading parameters in the system capacity

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>1</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	2
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	2
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	3
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>4</b>
2.1	COMPARTILHAMENTO DO ESPECTRO	4
2.2	RÁDIO DEFINIDO POR SOFTWARE	4
2.3	RÁDIO COGNITIVO	4
2.4	IEEE 802.22	5
2.4.1	ACESSO DINÂMICO AO ESPECTRO	5
2.4.2	ASPECTOS DO SISTEMA	7
2.4.3	GERENCIAMENTO DO ESPECTRO	8
2.5	DISTRIBUIÇÕES DE DESVANECIMENTO	8
<b>3</b>	<b>DESENVOLVIMENTO</b>	<b>11</b>
3.1	INTRODUÇÃO	11
3.2	MODELO DO CANAL $\kappa$ - $\mu$	12
3.3	CAPACIDADE DE <i>outage</i>	13
3.4	CAPACIDADE LIMITADA AO ATRASO	15
3.5	CAPACIDADE ERGÓDICA	16
<b>4</b>	<b>RESULTADOS</b>	<b>18</b>
4.1	INTRODUÇÃO	18
4.2	CAPACIDADE DE <i>outage</i>	18
4.3	CAPACIDADE LIMITADA AO ATRASO	19
4.4	CAPACIDADE ERGÓDICA	20
<b>5</b>	<b>CONCLUSÕES</b>	<b>24</b>
	<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</b>	<b>27</b>
	<b>ANEXOS</b>	<b>29</b>

<b>I</b>	<b>DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO CD .....</b>	<b>30</b>
I.1	LATEX .....	30
I.1.1	FIGS .....	30
I.2	PREZI .....	30
I.2.1	DATA.....	30

# LISTA DE FIGURAS

1.1	Faixas de frequência no Brasil. ....	2
2.1	Exemplo de um meio compartilhado com presença de rádio cognitivo. Adaptada de [1]. ....	6
2.2	IEEE 802.22 e outros padrões da família IEEE 802. ....	7
2.3	Distribuição de Rayleigh. ....	9
2.4	Distribuição de Rice. ....	10
2.5	Distribuição de Nakagami. ....	10
3.1	Desvanecimento de curta e de larga escala do sinal entre o transmissor e o receptor[2].	12
3.2	Modelo do sistema: usuário secundário compartilha o espectro com o usuário primário.	13
4.1	Variações de $\kappa_X$ na probabilidade de <i>outage</i> . ....	19
4.2	Variações de $\kappa_Y$ na probabilidade de <i>outage</i> . ....	20
4.3	Variações de $\mu_X$ na probabilidade de <i>outage</i> . ....	21
4.4	Variações de $\mu_Y$ na probabilidade de <i>outage</i> . ....	21
4.5	Variações de $\kappa_X$ na capacidade limitada ao atraso. ....	22
4.6	Variações de $\mu_X$ na capacidade limitada ao atraso. ....	22
4.7	Variações de $\kappa$ na capacidade ergódica. ....	23
4.8	Variações de $\mu$ na capacidade ergódica. ....	23
5.1	Distribuição $\kappa$ - $\mu$ com diferentes ajustes. ....	25
5.2	Intervalo de probabilidades de cada distribuição. ....	26



# LISTA DE SÍMBOLOS

## Símbolos Latinos

$Hz$	Hertz	
$W$	Potência de interferência	(dB)
$C$	Capacidade	(bits/s/Hz)

## Símbolos Gregos

$\kappa$	Razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas
$\mu$	Número de <i>clusters</i> de multipercurso
$\lambda$	Ganho

## Grupos Adimensionais

$G$	Giga 1.000.000.000	$10^9$
$M$	Mega 1.000.000	$10^6$

## Subscritos

$1$	Sinal
$0$	Ruído
$avg$	Média
$pk$	Pico
$d$	Limitada ao atraso
$erg$	Ergódica

## Sobrescritos

$\cdot$	Variação temporal
$-$	Valor médio

# Capítulo 1

## Introdução

*Este capítulo apresenta a principal motivação do trabalho de graduação. Os objetivos são apresentados, visando assim satisfazer um conjunto de características prescritas para este trabalho. Por fim, o manuscrito é apresentado.*

### 1.1 Contextualização

Toda transmissão de sinais ocorre em uma frequência específica e determinada pelos órgãos, geralmente governamentais, responsáveis pelo controle e fiscalização do espectro. Todas as tecnologias precisam ser aprovadas e licenciadas para funcionar em determinadas faixas de frequência. Há um problema de oferta limitada e demanda em constante crescimento [3]. A figura 1.1 ilustra o estado atual do espectro no Brasil, que, com o uso intenso, exauriu-se. Nota-se que há pouquíssimas faixas disponíveis para uso de sistemas de comunicações sem fio nos padrões atuais.

Novas tecnologias são obrigadas então a utilizar uma das chamadas bandas ISM - industrial, científica e médica - porções do espectro não-licenciáveis. Ou seja, são frequências de uso livre[2, 3]. No Brasil, tais bandas encontram-se nos seguintes intervalos: de 6,765 MHz a 6,795 MHz; de 40,660 MHz a 40,700 MHz; de 902 MHz a 928 MHz; de 13,563 MHz a 13,567 MHz; de 26,957 MHz a 27,283 MHz; de 2,400 GHz a 2,500 GHz; de 61 GHz a 61,5 GHz; de 122 GHz a 123 GHz; de 24 GHz a 24,25 GHz; de 244 GHz a 246 GHz [4]. O problema de usar tais porções é o estado de sobrecarga em que se encontram. Nas faixa de 2400 MHz a 2483 MHz, por exemplo, funcionam os fornos de microondas, os telefones sem fio, os roteadores sem fio e os dispositivos *bluetooth*. Em breve acontecerá a saturação completa, conhecida por tragédia dos comuns [5]. Tal teoria explica que um meio, quando livre para o uso, acaba saturado, pois a utilização é tão intensa que o esgota. Torna-o inviável de tão abusivo que é o uso.

Canais de televisão, por exemplo, possuem algumas das maiores faixas de frequência para operar, pois canais analógicos exigem muita banda. Um canal analógico padrão, com imagem de 400 x 400 *pixels*, opera em uma banda de 6 MHz. Nesta mesma porção, quatro canais digitais podem ser transmitidos em alta definição, com 1920 x 1080 *pixels*. Ou seja, ao se passar para a nova tecnologia, uma parcela considerável do espectro deixa de ser utilizada [2]. Inicialmente,



em forma fechada, a probabilidade de *outage*, a capacidade limitada ao atraso e a capacidade ergódica. Essa abordagem se mostrará útil, pois engloba as distribuições mais utilizadas e permite ainda novas possibilidades.

## 1.4 Apresentação do manuscrito

No Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre o tema de estudo. Em seguida, o capítulo 3 descreve a metodologia empregada no desenvolvimento do projeto. Resultados experimentais são discutidos no Capítulo 4, seguido das conclusões no Capítulo 5.

## Capítulo 2

# Revisão Bibliográfica

### 2.1 Compartilhamento do espectro

Nos mais diversos países o espectro de frequências, recurso natural limitado, é licenciado aos usuários seguindo rígido controle governamental. O licenciado tem direito exclusivo de uso da banda à ele destinada. Portanto, o uso de bandas licenciadas deve ser livre de quaisquer interferências durante todo o tempo. A regulamentação foi criada em 1920, quando os transmissores não podiam alterar seus parâmetros e os receptores não eram robustos contra interferências. Com o avanço tecnológico, esta abordagem tem se mostrado mais defasada do ponto de vista político do que do tecnológico. De um ponto de vista prático, no entanto, um usuário secundário poderia utilizar a mesma banda desde que não cause interferência alguma ao licenciado [7].

### 2.2 Rádio definido por software

De acordo com Fette [5] e Wyglinski [3], rádio definido por software - SDR - é a tecnologia onde os transceptores (transmissores e receptores) fazem todo o processamento dos sinais em software: modulação/demodulação, correção de erros e compressão. Embora inicialmente restrito pelo processo de conversão entre digital e analógico, o aparecimento de conversores analógico-digital (ADC) e de conversores digital-analógico (DAC) de baixo custo e de alto desempenho tornaram o rádio definido por software uma tecnologia viável.

### 2.3 Rádio cognitivo

Joseph Mitola III, o primeiro a usar o termo rádio cognitivo (CR), o define como a “intersecção da tecnologia sem-fio pessoal com a inteligência computacional” [8]. Ou seja, é um rádio definido por software de maneira inteligente, automática, sem necessitar da interferência humana. Um rádio cognitivo é aquele capaz de [5]:

- Gerenciar e otimizar o espectro.

- Ter interfaces com uma grande variedade de redes sem-fio, permitindo assim gerenciar e otimizar os recursos de rede.
- Ter uma interface para o ser humano, provendo recursos eletromagnéticos para permitir a realização de suas atividades.

O IEEE (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos) define rádio cognitivo como:

- Um rádio em que os sistemas de comunicação são cientes do meio e do seu estado interno, pode tomar decisões sobre a sua operação baseando-se nessas informações e em objetivos pré-definidos. As informações do meio podem ou não incluir dados locais relacionados à sistemas de comunicação.
- Rádio cognitivo (como definido no item anterior) é aquele que usa SDR, rádio adaptativo ou outras tecnologias para automaticamente ajustar seu comportamento ou operação para atender aos objetivos propostos.

De maneira resumida, rádio cognitivo pode adaptar-se para atender às regulamentações locais, ao operador de rede e aos objetivos do usuário.

## 2.4 IEEE 802.22

Com baixos níveis de ruído industrial, possibilidade de reflexões na ionosfera, bons tamanhos de antena<sup>1</sup> e boas características de propagação sem linha de visada, as bandas de transmissão da televisão, em alto VHF e baixo UHF, são ótimas para a propagação em áreas grandes e pouco povoadas. Então, em dezembro de 2002, o órgão americano responsável pela gerência do espectro de frequências - FCC - permitiu o uso das bandas da televisão para transmissões em meios rurais em canais que estivessem em desuso, iniciando assim a pesquisa pelo rádio cognitivo. Nasce assim o primeiro padrão do IEEE para rádio cognitivo, o 802.22 [6]. Ele apresenta uma visão em alto-nível do padrão para redes sem fio regionais, chamadas WRAN, sob desenvolvimento pelo IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee.

O desenvolvimento do padrão objetiva o uso do rádio cognitivo para o compartilhamento de faixas de banda da televisão que estão em desuso em determinadas regiões. A limitação do uso é a condição de não haver interferência alguma no usuário primário, a operadora do canal de TV, nem em seus equipamentos, tais como microfones sem fio. Fazendo o uso dessas bandas, tornar-se-á possível então levar acesso à banda larga para populações isoladas em áreas de difícil acesso, onde a passagem de uma fibra óptica seria extremamente difícil ou dispendioso.

### 2.4.1 Acesso dinâmico ao espectro

Um dispositivo que opera com rádio cognitivo observa o meio e modifica suas características de transmissão de acordo com as informações coletadas. Eles obedecem o ciclo: Análise do espectro;

---

<sup>1</sup>Antenas de aproximadamente 1 metro.

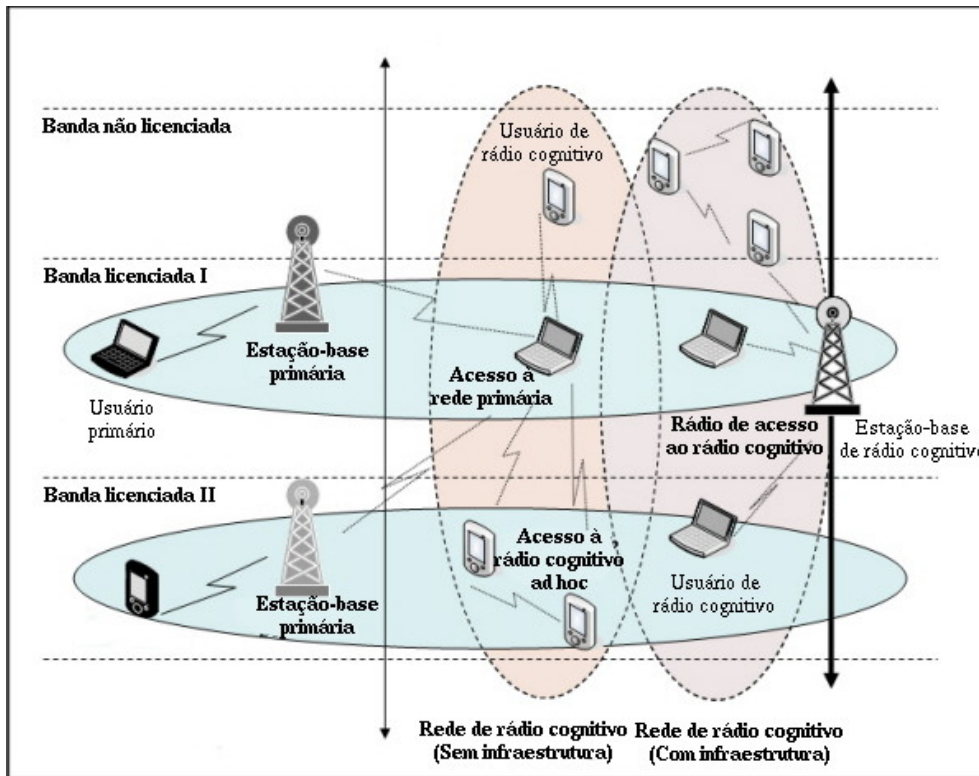


Figura 2.1: Exemplo de um meio compartilhado com presença de rádio cognitivo. Adaptada de [1].

Estimativa do canal e modelagem preditiva; Controle da potência de saída; Comando de gerenciamento de espectro. Tudo deve ser feito de maneira automática, porém, a interferência humana deve ser possível.

O rádio cognitivo atua em porções subutilizadas do espectro de uma determinada região, chamadas espaços em branco [6]. Eles podem ser porções do espectro não utilizadas em momento algum ou apenas em determinado instante. O papel fundamental do CR é utilizar tais porções de maneira que o usuário primário não tenha seu funcionamento alterado. Há duas possibilidades: O usuário secundário suspende seu funcionamento naquela frequência, mudando para outra, enquanto o primário a utiliza; O usuário secundário continua em ação com uma potência menor, na mesma frequência, de maneira que o primário não seja afetado.

Há mais de uma maneira de o rádio cognitivo ter ciência do meio que o envolve [6]. Os dois métodos presentes no padrão são o da geolocalização/base de dados e o do sensoriamento do espectro. No primeiro método, a combinação de um conhecimento prévio do local em que se encontram rádios com uma base de dados que contém os operadores licenciados pode ser usada para determinar quais canais estão disponíveis para uso do rádio cognitivo. Já o segundo método consiste na análise em tempo real pelo dispositivo. Caso haja vacância em algum canal, o rádio cognitivo inicia a transmissão e só finaliza quando o canal precisar ser utilizado pelo usuário primário. Caso o canal seja ocupado, o dispositivo deve ser capaz de buscar outro e continuar sua transmissão.

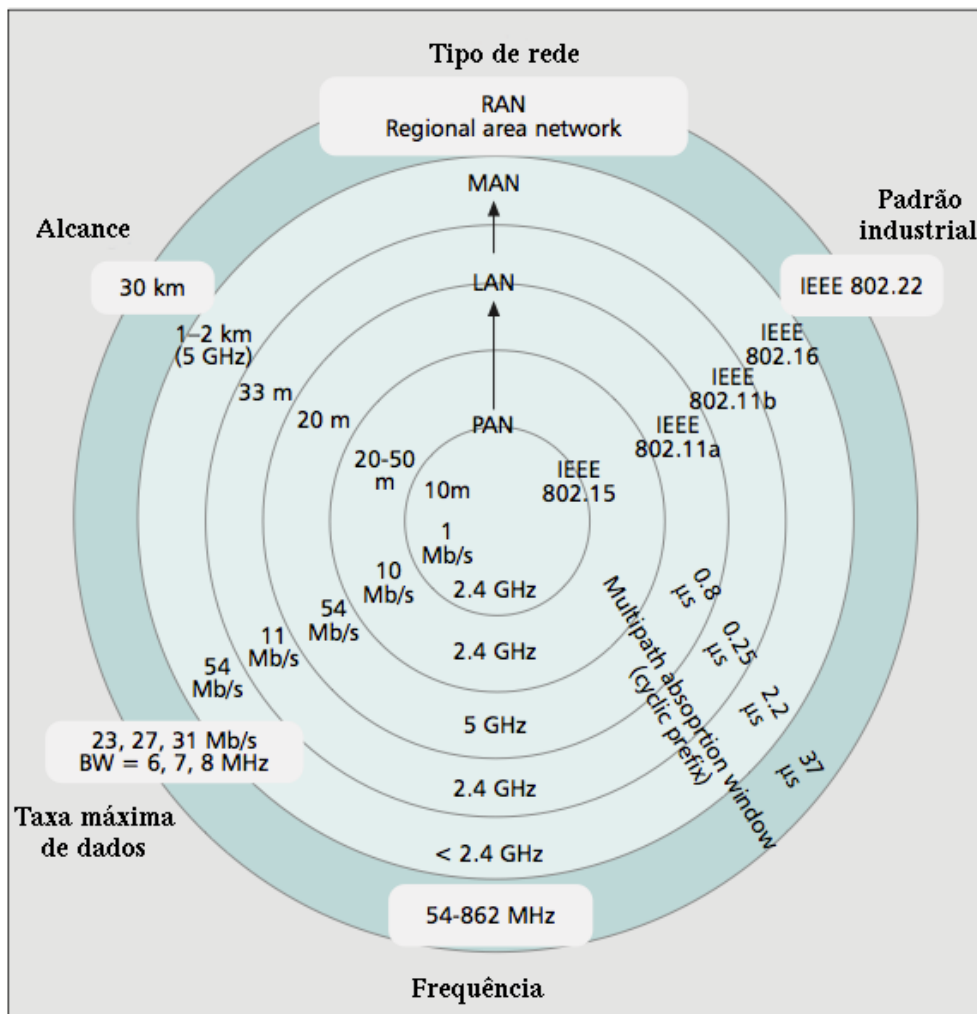


Figura 2.2: IEEE 802.22 e outros padrões da família IEEE 802.

## 2.4.2 Aspectos do sistema

A idéia do 802.22 é ser a evolução dos padrões atuais, permitindo conexões de longo alcance, conforme ilustrado na Fig 2.2. Sua aplicação típica será prover acesso sem fio à áreas rurais em distâncias tipicamente de 17 a 30 quilômetros, podendo chegar até a 100 quilômetros da estação base, atendendo um máximo de 255 clientes simultaneamente com antenas externas, direcionais e localizadas a dez metros do solo, semelhante às antenas de televisão [6]. A velocidade mínima de pico nas bordas da cobertura será de 1.5 Mbps de downstream da base até o cliente e 384 Kbps no sentido inverso, permitindo assim o uso de vídeo conferência.

Baixas frequências possuem grandes comprimentos de onda, o que aumenta as chances de o sinal superar obstáculos, permitindo assim longo alcance nas transmissões. Como consequência, a camada física deve absorver atrasos de transmissão mais longos que os tratados por outros padrões da família 802. Um atraso maior que 37  $\mu$ s pode ser absorvido pela multiplexação por divisão de frequência usada na modulação. Acima de 30 quilômetros, distância máxima que a camada física foi projetada para operar, o controle de acesso ao meio, MAC, terá que absorver os atrasos através



de gerenciamento inteligente de cada caso de topografia.

### 2.4.3 Gerenciamento do espectro

O gerenciamento do espectro é a função cognitiva presente na estação-base que usará os resultados do sensoriamento do espectro, da geolocalização e do banco de dados contendo a agenda de uso dos canais de televisão. Tal entidade está presente na camada física e trabalha com o canal de dados do acesso de controle ao meio ligado ao cliente, além de estar ligado à camada física para controlar o sensoriamento e a geolocalização e ao controle central da estação para acessar o banco de dados. Vários passos são tomados até que o gerenciamento de espectro declare um canal como livre para uso. Deve ser feito no canal desejado e também nos canais adjacentes a fim de evitar interferências. Caso haja risco de interferência, o protocolo tomado segue a ordem, passando para o passo seguinte somente se necessário:

- Reduz a potência do cliente;
- Desabilitar o uso daquele canal pelo cliente, obrigando-o a procurar outro canal ou outra estação-base;
- Reduzir a potência de transmissão da estação-base;
- Mudar o canal utilizado na estação-base e em todos os clientes.

## 2.5 Distribuições de desvanecimento

As distribuições de desvanecimento são aproximações matemáticas dos efeitos sofridos por ondas ao se propagarem por um meio. Geralmente têm origem em medições de campo, por isso costumam atender localidades e situações específicas. São exemplos de distribuições de *path-loss*:

- Longley-Rice: Sistemas de comunicação ponto a ponto nas frequências entre 40 MHz e 100 GHz em diferentes tipos de terreno;
- Okumura: Sistemas urbanos para faixas entre 150 MHz e 1920 MHz e distâncias de 1 km a 100 km. As antenas podem ter alturas de 30 m a 1000 m;
- Hata: Formulação empírica de Okumura para frequências entre 150 MHz e 1500 MHz;

São exemplos de distribuições de curto prazo:

- Rayleigh: Descreve a natureza estatística variável no tempo do envelope recebido de um sinal de atenuação uniforme ou o envelope de um componente de multipercurso individual, Fig 2.3;
- Ricean: Usado para componentes de sinal estacionário dominante (sem atenuação) e com linha de visada, Fig 2.4;

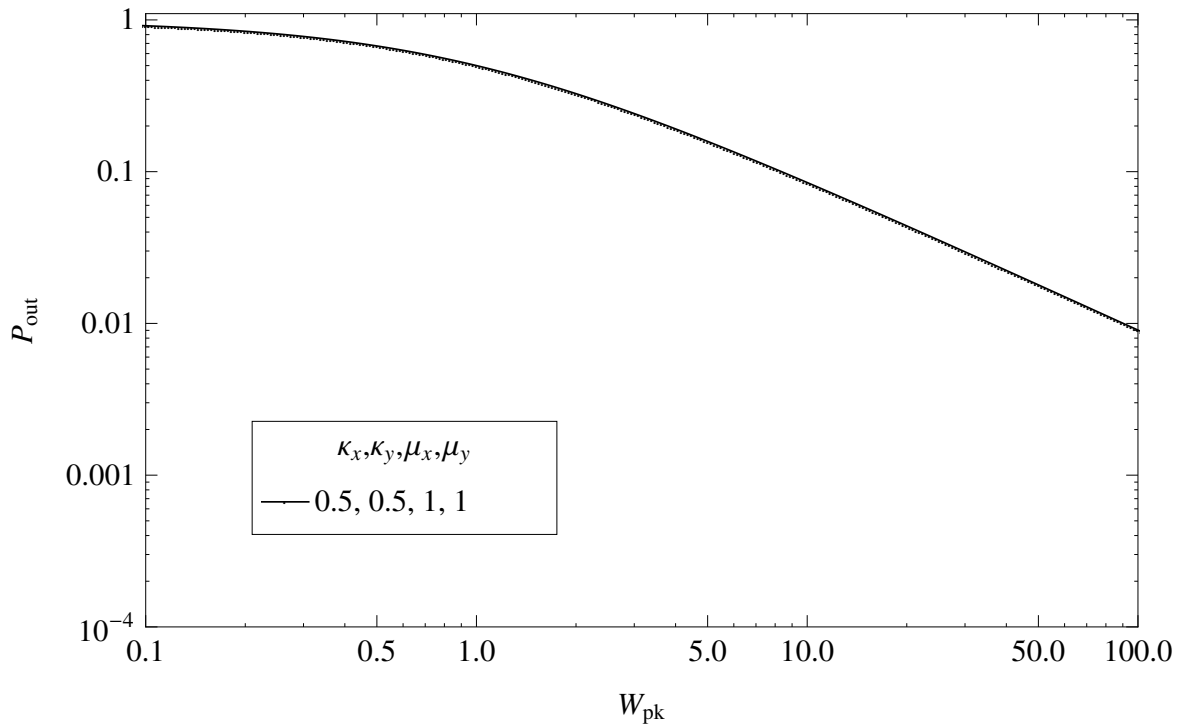


Figura 2.3: Distribuição de Rayleigh.

- Nakagami: Usado para centros urbanos, onde não há linha de visada, Fig 2.5.

Outras distribuições, que representam casos mais gerais, podem carregar consigo parâmetros físicos adicionais possibilitando analisar mais características físicas dos ambientes, tornando-se assim mais realistas. São os casos das distribuições generalizadas de desvanecimento  $\kappa$ - $\mu$  [9],  $\alpha$ - $\mu$  [10],  $\eta$ - $\mu$  [11].

Tais distribuições são muito úteis, pois cada uma delas pode englobar mais de um dos casos específicos citados anteriormente, exigindo apenas um pequeno ajuste nos valores das variáveis. Tais ajustes serão discutidos na Seção 3.

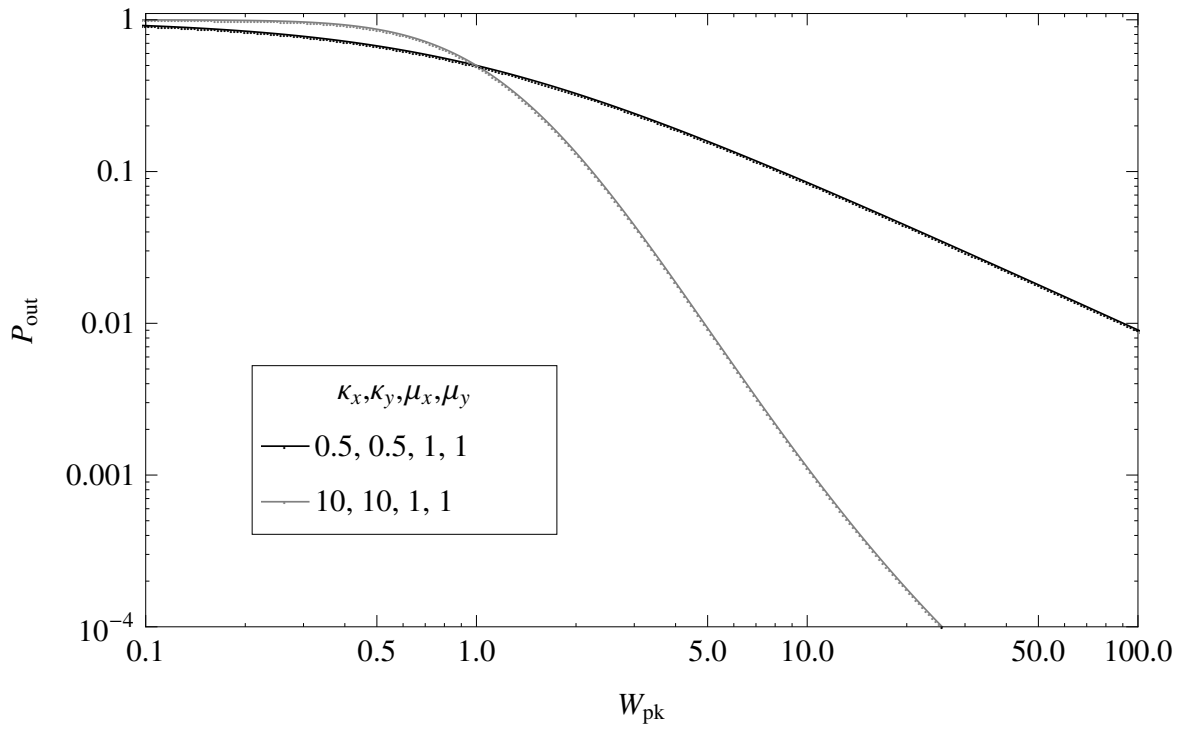


Figura 2.4: Distribuição de Rice.

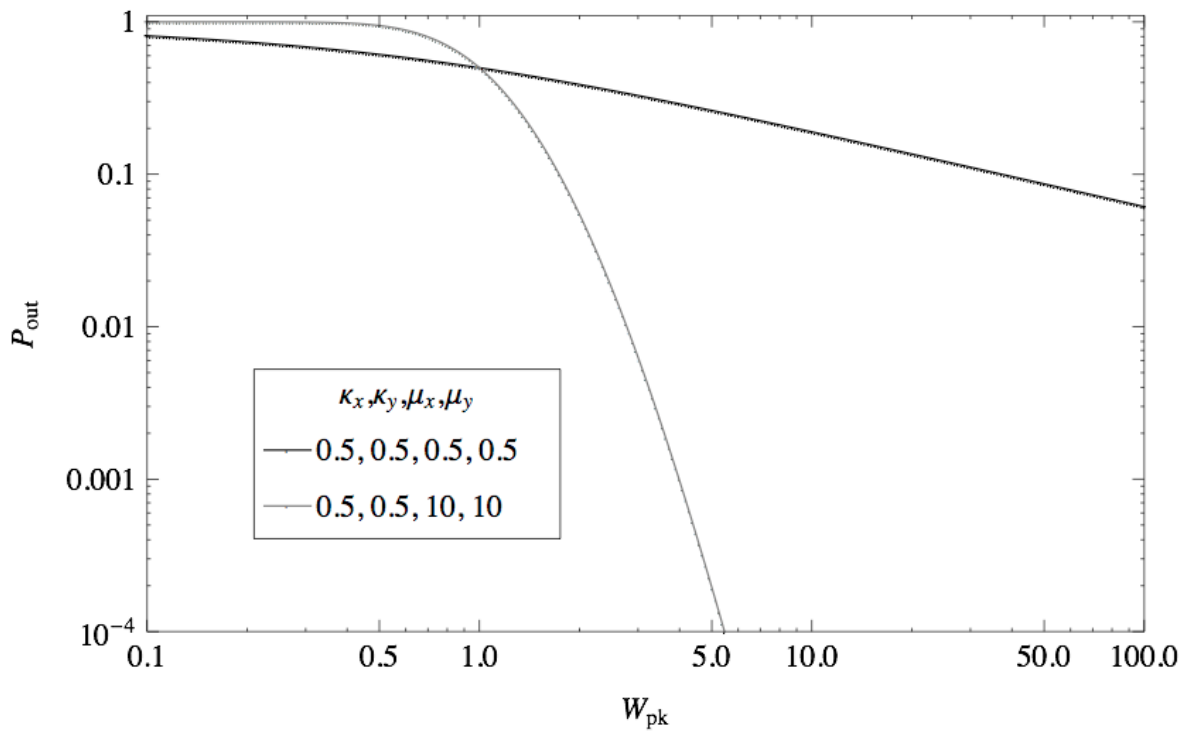


Figura 2.5: Distribuição de Nakagami.

# Capítulo 3

## Desenvolvimento

### 3.1 Introdução

A propagação de energia em meios sem fio, em sistemas de rádio, é caracterizada pela incidência de ondas que interagem com as irregularidades das superfícies via difração, dispersão, reflexão e absorção. A interação da onda com as estruturas físicas geram uma distribuição contínua de ondas parciais, que variam em amplitude e fase de acordo com a superfície. O sinal propagado então atinge o receptor por meio de múltiplos caminhos, que resultam em um sinal de rápido desvanecimento, caracterizando o desvanecimento rápido/curto prazo, como ilustrado pelas rápidas variações na Figura 3.1.

O desvanecimento em larga escala, também conhecido por *path-loss*, perda de percurso, está relacionado a características de propagação que se manifestam no sinal em médias e longas distâncias quando comparadas com o comprimento da onda. Mesmo sem haver movimento no transmissor ou no receptor, tal desvanecimento pode ocorrer devido a alterações significativas no meio, como variações meteorológicas. Tais modelos são úteis para o cálculo da intensidade média do sinal para uma distância qualquer de separação entre o emissor e o receptor, permitindo assim boa estimativa da área de cobertura de rádio. Na Figura 3.1, o desvanecimento longo é representado pela queda lenta do sinal ao longo do caminho.

Modelos tradicionais de desvanecimento, tais como Nakagami- $m$  e Rayleigh, não são adequados para o presente estudo, pois buscam-se distribuições mais realistas. Portanto, uma nova métrica é proposta no presente trabalho. Ela permite variações nos valores de  $\kappa$ , parâmetro de linha de visada, e de  $\mu$ , de multi-percurso. Para a análise da capacidade de sistemas de compartilhamento de espectro são usadas três métricas. São elas: Capacidade de outage; Capacidade limitada ao atraso; Capacidade ergódica. Expressões fechadas são derivadas para cada uma delas. Por fim, são feitos gráficos que ilustram o comportamento do sinal com diferentes parâmetros [2].

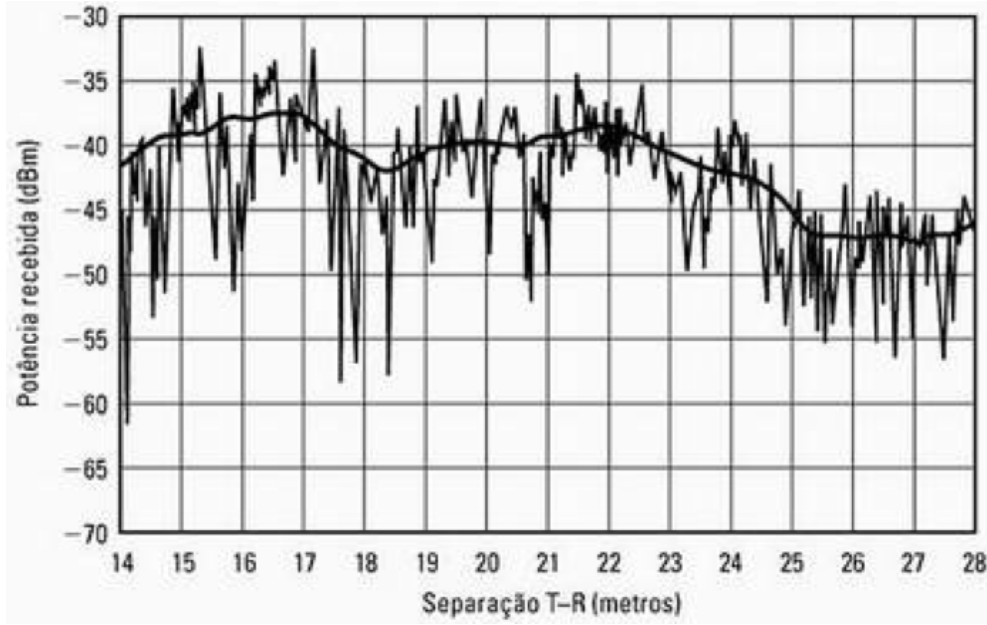


Figura 3.1: Desvanecimento de curta e de larga escala do sinal entre o transmissor e o receptor[2].

### 3.2 Modelo do canal $\kappa$ - $\mu$

Considere um sistema de compartilhamento de espectro onde o usuário secundário (SU) pode utilizar o espectro licenciado a um usuário primário (PU) desde que não haja interferência ao último. Ou seja, o SU deve ter uma potência de transmissão limitada, garantindo assim que o PU ficará livre de qualquer interferência que lhe cause prejuízo. Tal modelo é ilustrado na figura 3.2. Os enlaces de comunicação possuem desvanecimento do tipo plano<sup>1</sup>, coeficientes que seguem a distribuição  $\kappa$ - $\mu$  [9] e sujeitos ao ruído branco aditivo gaussiano<sup>2</sup> (AWGN).

Considera-se  $\lambda_0$  o ganho instantâneo do canal do transmissor secundário para o receptor primário e  $\lambda_1$  o ganho instantâneo do canal do transmissor secundário para o receptor secundário, assumindo-os independentes. Ou seja,  $\lambda_0$  é o interferente e  $\lambda_1$  é a porção útil do sinal. Ainda, os termos de ruído correspondentes a  $n_0$  e a  $n_1$  são variáveis aleatórias independentes, circularmente simétricas e gaussianas, com média zero e variância  $N_0$  [12].

Assumindo-se ganhos de médias unitárias, a função densidade de probabilidade (PDF) de  $\lambda_i$ ,  $i = 0, 1$ , pode ser expressa como [9]:

$$f_{\lambda_i}(\lambda) = \frac{\mu_i (\kappa_i + 1) \frac{\mu_i + 1}{2}}{\lambda \kappa_i \frac{\mu_i - 1}{2} \exp[\kappa_i \mu_i]} \left( \frac{\lambda}{\bar{\lambda}} \right)^{\frac{\mu_i - 1}{2}} \exp \left[ -\mu_i (\kappa_i + 1) \frac{\lambda}{\bar{\lambda}} \right] I_{\mu_i - 1} \left[ 2\mu_i \sqrt{\kappa_i (\kappa_i + 1) \frac{\lambda}{\bar{\lambda}}} \right], \quad (3.1)$$

em que:

- $\kappa_i$  é a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas;

<sup>1</sup>Desvanecimento plano: Todos os componentes do sinal recebem uma interferência de mesma magnitude.

<sup>2</sup>Ruído AWGN: Possui largura de banda igual a do receptor (afeta todas as frequências) e média nula.

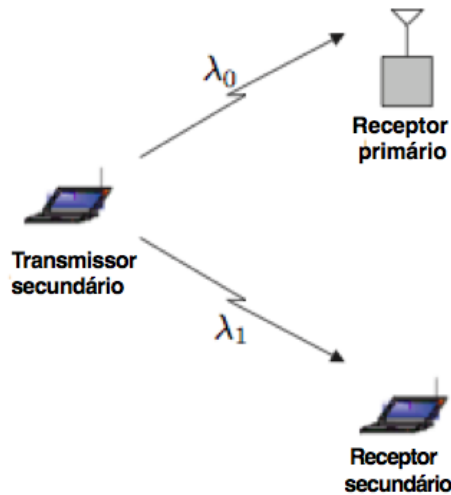


Figura 3.2: Modelo do sistema: usuário secundário compartilha o espectro com o usuário primário.

- $\mu_i$  é o número de *clusters* de multipercurso;
- $I_\nu$  é a função modificada de Bessel de primeira ordem [13];
- $\bar{\lambda}$  é a função média de  $\lambda$ .

É interessante notar que para alguns valores específicos de  $\kappa$  e  $\mu$  pode-se obter os modelos tradicionais de Rice, Nakagami- $m$  e Rayleigh. Ainda, ajustando-se  $\mu_i = 0.5$  e  $\kappa_i \rightarrow 0$  é obtida a PDF de  $\lambda$  da distribuição Gaussiana unilateral. Ou seja, a distribuição  $\kappa$ - $\mu$  é uma poderosa ferramenta para análise de desvanecimento.

A distribuição de Rice descreve um modelo de desvanecimento de sinal em que há um *cluster* de multipercurso com uma componente dominante. Portanto, pode ser obtido a partir da distribuição  $\kappa$ - $\mu$  ajustando-se  $\mu = 1$  na Equação 3.1. A partir de 3.1, ajustando-se  $\kappa \rightarrow 0$  e  $\mu_i = 1$ , obtém-se a distribuição de Rayleigh.

O modelo de Nakagami- $m$  pode ser entendido como *clusters* de multipercurso sem componente dominante em *cluster* algum. Portanto, ajustando-se  $\kappa = 0$  na distribuição  $\kappa$ - $\mu$  é possível obter a distribuição de Nakagami- $m$ . No entanto, pode-se perceber na Equação 3.1 que caso  $\kappa = 0$ , haverá uma divisão por zero, o que não é permitido. Fazendo-se o limite  $\kappa \rightarrow 0$ , a distribuição  $\kappa$ - $\mu$  transforma-se exatamente na distribuição de Nakagami- $m$ . Neste caso, o parâmetro  $\mu$  coincide com o parâmetro  $m$  [9].

### 3.3 Capacidade de *outage*

A capacidade de *outage* é definida como a taxa máxima constante que pode ser atingida com determinada probabilidade de *outage*, probabilidade de interrupção, para uma determinada taxa de transmissão, *throughput*,  $R_0$ . Em muitas situações, especialmente em aplicações em tempo-real, a qualidade do serviço de um usuário primário é limitada pela taxa instantânea chamada relação

sinal-ruído, ou seja, a proporção entre o sinal e o ruído recebidos. Neste caso, a limitação do pico de potência recebida torna-se um problema prático. Sabendo-se disto e assumindo o limite da potência de interferência de pico  $W_{pk}$ , o problema pode ser formulado como:

$$\begin{cases} \min & \Pr \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_1 P}{N_0} \right) < R_0 \right], \\ s.a. & \lambda_0 P \leq W_{pk} \end{cases} \quad (3.2)$$

em que  $\Pr[\cdot]$  é a probabilidade e  $P$  é a potência transmitida. A Equação 3.2 tem seu valor mínimo quando  $P = W_{pk}/\lambda_0$ . Logo, a probabilidade de outage pode ser escrita como:

$$P_{out} = \Pr \left[ \frac{\lambda_1}{\lambda_0} < \frac{N_0 (2^{R_0} - 1)}{W_{pk}} \right]. \quad (3.3)$$

Sabe-se que a taxa  $\lambda_1/\lambda_0$  é a chave para obter a Equação 3.3. Então, para isso, considera-se  $\lambda_1 = \lambda_X$ ,  $\lambda_0 = \lambda_Y$  e a variável aleatória  $Z$  ser definida como:

$$Z \triangleq \frac{\lambda_X}{\lambda_Y}. \quad (3.4)$$

Assumindo que  $\lambda_x$  e  $\lambda_y$  são estatisticamente independentes, a PDF resultante será [14]:

$$f_Z(z) = \int_0^\infty t f_{\lambda_X}(zt) f_{\lambda_Y}(t) dt, \quad (3.5)$$

com  $f_{\lambda_X}(\cdot)$  e  $f_{\lambda_Y}(\cdot)$  sendo as funções de distribuição de probabilidade de  $\lambda_X$  e  $\lambda_Y$  respectivamente. A função densidade cumulativa de  $Z$  pode ser calculada a partir de 3.5. Para isso, usa-se as equações [13, Eq. 9.6.10] e [15, Eqs. 3.381.1 e 8.356.3]. Integrando 3.5 em  $z$ , obtém-se:

$$\begin{aligned} F_Z(z_0) = & \sum_{k=0}^{\infty} \int_0^\infty \frac{(\mu_1 \kappa_1)^\kappa \mu_0 \kappa_0^{-\frac{\mu_0+1}{2}}}{\kappa! e^{\kappa_0 \mu_0 + \kappa_1 \mu_1}} \left( \frac{\kappa_0 + 1}{\lambda_0} \right)^{\frac{\mu_0+1}{2}} y^{\frac{\mu_0-1}{2}} e^{-\frac{\kappa_0+1}{\lambda_0} \mu_0 y} \times \\ & I_{\mu_0-1} \left( 2\mu_0 \sqrt{\kappa_0 \frac{\kappa_0 + 1}{\lambda_0}} y \right) \left[ 1 - Q \left( \kappa + \mu_1, \frac{\kappa_1 + 1}{\lambda_1} \mu_1 z_0 y \right) \right] dy, \end{aligned} \quad (3.6)$$

em que  $I_\nu$  é a função de Bessel modificada de primeira ordem e  $Q(\cdot)$  é a função gamma incompleta regularizada,  $Q(a,b) \triangleq \Gamma(a,b)/\Gamma(a)$ , e  $\Gamma(\cdot)$  é a função gamma [13, Eq. 6.1.1].

Aplicando [15, Eq. 8.356.2] recursivamente e [13, Eqs. 6.5.3, 6.5.4 e 6.5.29], pode ser visto que

$$Q(\alpha + n, x) = Q(\alpha, x) + \frac{x^\alpha}{e^x} \sum_{j=0}^{n-1} \frac{x^j}{\Gamma(\alpha + j + 1)} \quad (3.7)$$

$$= 1 - \frac{x^\alpha}{e^x} \sum_{j=n}^{\infty} \frac{x^j}{\Gamma(\alpha + j + 1)}. \quad (3.8)$$

Usando a Equação 3.8 na 3.6, obtém-se:

$$\begin{aligned}
F_Z(z_0) &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{j=k}^{\infty} \int_0^{\infty} \frac{\mu_1^{j+k+\mu_1} \kappa_1^k \mu_0 \kappa_0^{-\frac{\mu_0+1}{2}}}{k! \Gamma(j + \mu_1 + 1) e^{\kappa_0 \mu_0 + \kappa_1 \mu_1}} \\
&\quad \times \left( \frac{\kappa_1 + 1}{\lambda_1} z_0 \right)^{j+\mu_1} \left( \frac{\kappa_0 + 1}{\lambda_0} \right)^{\frac{\mu_0+1}{2}} y^{j+\mu_1 + \frac{\mu_0-1}{2}} \\
&\quad \times e^{-\left( \frac{\kappa_1+1}{\lambda_1} \mu_1 z_0 + \frac{\kappa_0+1}{\lambda_0} \mu_0 \right) y} \times I_{\mu_0-1} \left( 2\mu_0 \sqrt{\kappa_0 \frac{\kappa_0 + 1}{\lambda_0}} y \right) dy.
\end{aligned} \tag{3.9}$$

Resolvendo a integral em  $y$  usando [15, Eqs. 6.643.2 e 9.220.2], obtém-se:

$$\begin{aligned}
F_z(z_0) &= \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{j=k}^{\infty} \frac{(\mu_1 \kappa_1)^k (1-u)^{j+\mu_1} u^{\mu_0}}{k! e^{\kappa_0 \mu_0 + \kappa_1 \mu_1}} \\
&\quad \times \frac{\Gamma(j + \mu_1 + \mu_0)}{\Gamma(j + \mu_1 + 1) \Gamma(\mu_0)} \\
&\quad \times {}_1F_1(j + \mu_1 + \mu_0, \mu_0, \mu_0 \kappa_0 u),
\end{aligned} \tag{3.10}$$

$$u = \frac{\mu_0 (\kappa_0 + 1)}{\mu_0 (\kappa_0 + 1) + \mu_1 (\kappa_1 + 1) \tilde{z}}, \tag{3.11}$$

$$\tilde{z} \triangleq \frac{z}{\lambda_X / \lambda_Y}. \tag{3.12}$$

Alterando a ordem do somatório e usando a [15, Eq. 8.352.2], o somatório em  $k$  é eliminado, obtendo-se assim a equação na forma fechada:

$$F_Z(\tilde{z}) = \frac{u^{\mu_Y}}{e^{\kappa_Y \mu_Y}} \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(1-u)^{j+\mu_X} Q(j+1, \kappa_X \mu_X)}{(j + \mu_X) B(j + \mu_X, \mu_Y)} {}_1F_1(j + \mu_X + \mu_Y, \mu_Y, \kappa_Y \mu_Y u), \tag{3.13}$$

em que  $Q(\cdot)$  é a função gamma incompleta regularizada,  $B(\cdot)$  é a função beta[13, Eq. 6.2.2] e  ${}_1F_1(\cdot)$  é a função hipergeométrica de Kummer[13, Eq. 13.1.2].

Finalmente, a probabilidade de *outage*, usando a Equação 3.3, será:

$$P_{\text{out}} = F_Z \left( \frac{N_0 (2^{R_0} - 1)}{W_{\text{pk}}} \right). \tag{3.14}$$

### 3.4 Capacidade limitada ao atraso

Quando o usuário secundário não permite interrupções em uma aplicação sensível ao atraso, a capacidade limitada ao atraso (DLC) torna-se uma importante métrica de desempenho. Tal medida é definida como a máxima taxa constante de transmissão atingida sobre cada bloco de



desvanecimento. No presente estudo, a análise da DLC será feita com base na potência de interferência média  $W_{avg}$ , pois em situação de pico, a DLC é nula. O problema pode ser formulado como:

$$\begin{cases} \text{máx} & \log_2 \left[ 1 + \frac{\lambda_1 P}{N_0} \right], \\ \text{s.a.} & E[\lambda_0 P] \leq W_{avg}. \end{cases} \quad (3.15)$$

De acordo com Kang [12] a potência ótima para o problema é dada por:

$$P = \frac{W_{avg}}{\lambda_1 E[\lambda_0/\lambda_1]}. \quad (3.16)$$

Novamente, considera-se  $\lambda_1 = \lambda_X$ ,  $\lambda_0 = \lambda_Y$  na equação 3.4. Considera-se ainda  $Z^{-1} \triangleq \frac{\lambda_Y}{\lambda_X}$ . Para obter a fórmula da DLC, o momento de primeira ordem de  $Z^{-1}$  é obtido.

$$\begin{aligned} E[Z^{-1}] &= \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(k + \mu_Y) \mu_X^{-\frac{\mu_X}{2} + 1} \mu_Y^{k-1}}{k! (\mu_X - 1) e^{\kappa_X \frac{\mu_X}{2}} e^{\kappa_Y Y}} \kappa_X^{-\frac{\mu_X}{2}} \kappa_Y^k \\ &\times \frac{\kappa_X + 1}{\lambda_X} \frac{\overline{\lambda_Y}}{\kappa_Y + 1} M\left(-\frac{\mu_X}{2} + 1, \frac{\mu_X - 1}{2}, \mu_X \kappa_X\right), \end{aligned} \quad (3.17)$$

em que  $M(\cdot)$  é a função hipergeométrica de Whittaker, equação 9.220.2 [15]. Após manipulações algébricas, o valor médio de  $Z^{-1}$  é obtido de forma exata:

$$E[Z^{-1}] = \frac{\overline{\lambda_Y} (\kappa_X + 1)}{\lambda_X} \frac{\mu_X}{e^{\kappa_X \mu_X} \mu_X - 1} {}_1F_1(\mu_X - 1, \mu_X, \mu_X \kappa_X) \quad (3.18)$$

para  $\mu_X > 1$ . Sabendo que a taxa de transmissão constante é máxima quando  $P$  é máximo, a DLC pode ser obtida na forma fechada por

$$C_d = \log_2 \left( 1 + \frac{W_{avg} \overline{\lambda_X}}{N_0 \lambda_Y} \frac{(\mu_X - 1)}{\mu_X (\kappa_X + 1)} \times \frac{e^{\kappa_X \mu_X}}{{}_1F_1(\mu_X - 1, \mu_X, \mu_X \kappa_X)} \right). \quad (3.19)$$

Ajustando  $\kappa_X \rightarrow 0$  e  $\mu_X = 1$ , o caso de Rayleigh, na equação 3.19, o valor da DLC é zero. Isso pode ser justificado pelo fato que no cenário de Rayleigh,  $E[Z^{-1}]$  tende ao infinito, em acordo com a literatura [12].

### 3.5 Capacidade ergódica

A capacidade ergódica é definida como a máxima taxa média atingida sobre todos os blocos de desvanecimento (média de longo prazo). A métrica é apropriada para avaliar o desempenho em sistemas com nenhuma restrição sobre os atrasos de comunicação, quando o comprimento da palavra-código é longo o suficiente para se estender ao longo de todos os blocos de desvanecimento. Para o caso de restrições na potência média de interferência, o problema da otimização pode ser resolvido usando:

$$\begin{cases} \text{máx} & E \left[ \log_2 \left( 1 + \frac{\lambda_1 P}{N_0} \right) \right], \\ \text{s.a.} & E [\lambda_0 P] \leq W_{\text{avg}}. \end{cases} \quad (3.20)$$

Então, usando raciocínio similar ao usando na equação 3.18, a capacidade ergódica sob restrições na potência média de interferência pode ser obtida por

$$C_{\text{erg}}^{(\text{avg})} = \int_{\frac{1}{\gamma_0}}^{\infty} B \text{Log}_2 [\gamma_0 z] f_Z(z) dz, \quad (3.21)$$

onde B é a banda total disponível,  $\gamma_0 = 1/(\psi_0 N_0 B)$ , e  $\psi_0$  é calculado para que a potência média de interferência 3.21 seja igual a  $W_{\text{avg}}$ , isto é:

$$\int_{\lambda_0} \int_{\lambda_1} \left( \frac{1}{\psi_0} - N_0 B \frac{\lambda_0}{\lambda_1} \right)^+ f_{\lambda_0}(\lambda_0) f_{\lambda_1}(\lambda_1) d\lambda_1 d\lambda_0 d\lambda_1 d\lambda_0 = W_{\text{avg}} \quad (3.22)$$

em que  $(\cdot)^+$  é  $\max(0, \cdot)$  e  $f_{\lambda_i}(\lambda_i)$ ,  $i = 1, 2$  é a PDF dada em 3.1. Seguindo passos semelhantes aos anteriores, a capacidade ergódica sob restrições na potência de interferência pode ser calculada a partir de 3.21 e usando a equação 8.445 [15],

$$\begin{aligned} C_{\text{erg}}^{(\text{avg})} &= \sum_{k=0}^{\infty} \int_0^{\infty} B (\mu_X \kappa_X)^k \mu_Y \kappa_Y^{-\frac{m_Y+1}{2}} \\ &\quad \times \left( \frac{\kappa_Y + 1}{\bar{\lambda}_Y} \right)^{\frac{\mu_Y+1}{2}} t^{\frac{\mu_Y-1}{2}} e^{-\mu_Y \frac{\kappa_Y+1}{\bar{\lambda}_Y} t} \\ &\quad \times I_{\mu_Y-1} \left( 2\mu_Y \sqrt{\kappa_Y \frac{\kappa_Y + 1}{\bar{\lambda}_Y} t} \right) \\ &\quad \times G_{2,3}^{3,0} \left( ; 1, 1; 0, 0, k + \mu_X; \mu_X \frac{\kappa_X + 1}{\bar{\lambda}_X} \frac{t}{\gamma_0} \right) dt. \end{aligned} \quad (3.23)$$

Finalmente, a capacidade ergódica média:

$$\begin{aligned} C_{\text{erg}}^{(\text{avg})} &= \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{B}{\log_n(2)} \frac{\Gamma(j+k+\mu_X+\mu_Y) (\mu_X \kappa_X)^k (\mu_Y \kappa_Y)^j}{j! k! (j+\mu_Y)^2 \Gamma(k+\mu_X) \Gamma(j+\mu_Y) e^{\mu_X \kappa_X + \mu_Y \kappa_Y}} \left( \frac{\bar{\lambda}_X}{\bar{\lambda}_Y} \frac{\mu_Y}{\mu_X} \frac{\kappa_Y + 1}{\kappa_X + 1} \gamma_0 \right)^{j+\mu_Y} \\ &\quad \times {}_3F_2 \left( j + \mu_Y, j + \mu_Y, j + k + \mu_X + \mu_Y, j + \mu_Y + 1, j + \mu_Y + 1, -\frac{\bar{\lambda}_X}{\bar{\lambda}_Y} \frac{\mu_Y}{\mu_X} \frac{\kappa_Y + 1}{\kappa_X + 1} \gamma_0 \right). \end{aligned} \quad (3.24)$$

# Capítulo 4

## Resultados

### 4.1 Introdução

Definido o problema e obtidas as fórmulas, foram feitas simulações de diversos cenários usando o programa Wofram Mathematica 8.0. Em tais simulações foram ajustadas as variáveis  $\kappa$  e  $\mu$  para se adequarem aos cenários reais e também para produzir gráficos de fácil visualização e entendimento. Foram feitos ajustes uma variável por vez, a fim de elucidar melhor o efeito de cada uma delas no comportamento do sinal.

### 4.2 Capacidade de *outage*

A fórmula obtida em 3.14 inicialmente foi implementada com diferentes valores de  $\kappa_X$ . Ou seja, foi testada a influência da componente em visada direta do sinal. Os valores para  $\kappa_X$  foram 0, 1, 2 e 3. Os valores de  $\kappa_Y$  foram 0, 1, 1 e 1, o de  $\mu_X$  foi 1 em todas as curvas e  $\mu_Y$  recebeu os valores 1, 1, 2 e 1.

Como esperado, quanto maior for o valor de  $\kappa_X$ , menor é a probabilidade de *outage*. Pois, quanto maior a potencia do sinal de visada direta, menor é a chance de ocorrer interrupção. É possível notar que as curvas estão muito próximas quando  $W_{pk}$  é menor que 0 dB, o que indica que o cenário de desvanecimento praticamente não afeta a probabilidade de *outage* para pequenos valores de pico da potência de interferência. É interessante ainda notar que em 0 dB, onde  $W_{pk} = N_0(2^{R_0} - 1)$ , a probabilidade é independente do cenário, o que é consistente.

Em seguida, foram testados os efeitos na probabilidade de *outage* para diferente valores de  $\kappa_Y$ , ou seja, a influência da componente de visada direta do ruído. Os valores de  $\kappa_Y$  foram 1, 2 e 3, testados para  $\kappa_X$  igual a 5,  $\mu_X$  igual 2 e  $\mu_Y$  igual a 1.

A partir do gráfico 4.2 é possível observar que o ruído pouco afeta a curva. Tal fato é explicado pela existência da componente de visada direta, que torna o sinal muito robusto. É interessante notar que o ruído torna-se mais aparente conforme os parâmetros de sinal são aumentados. Quando estão baixos, o ruído pouco altera o comportamento da curva.

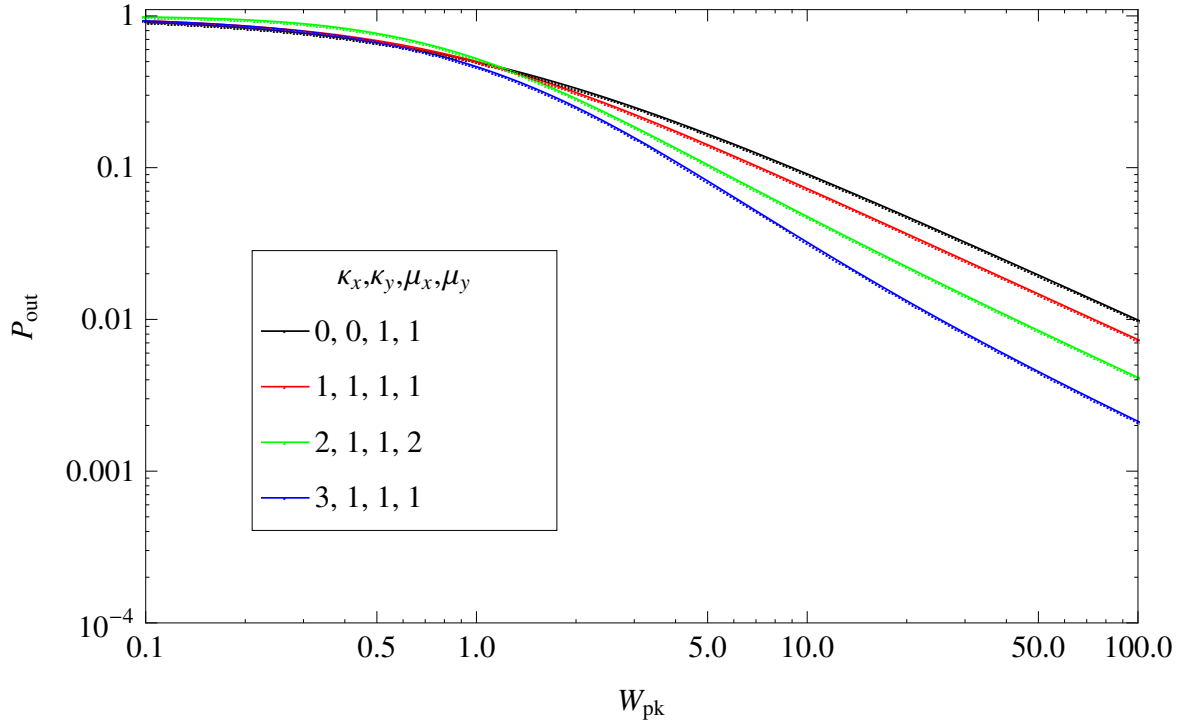


Figura 4.1: Variações de  $\kappa_X$  na probabilidade de *outage*.

O terceiro passo, ilustrado na Fig. 4.3, foi o teste da influência de  $\mu_X$  no sinal. Ou seja, o quanto é afetado o sinal pela componente de multipercurso. Foram testados os valores de 1.2, 3.2 e 5.2 para  $\mu_X$ .  $\kappa_X$ ,  $\kappa_Y$  e  $\mu_Y$  foram fixadas em, respectivamente, 1.7, 1.3 e 6.2.

Finalizando o estudo da probabilidade de *outage*, foram testados os efeitos de  $\mu_Y$ , mostrados na Fig. 4.4.  $\kappa_X$  foi fixado em 5,  $\kappa_Y$  em 1 e  $\mu_X$  em 2. Os valores de  $\mu_Y$  foram 1, 2 e 3.

Pela observação dos gráficos, é possível notar qual fator tem maior influência na capacidade de *outage*. Da maior influência para a menor, os fatores são  $\mu_X$ ,  $\kappa_X$ ,  $\kappa_Y$  e  $\mu_Y$ . É fácil perceber que os fatores ligados ao sinal têm papel fundamental na caracterização da capacidade, já os fatores de ruído possuem um papel secundário, em alguns casos até desprezível. Tais resultados serão melhores discutidos no capítulo 5.

### 4.3 Capacidade limitada ao atraso

Observando a fórmula obtida em 3.19 é possível afirmar que a capacidade limitada ao atraso depende apenas de  $\kappa_X$ ,  $\mu_X$ . Do ruído, somente o ganho médio  $\overline{\lambda_Y}$  tem influência sobre o resultado, como explicado na seção 3.4. Para o primeiro gráfico, Fig. 4.5,  $\kappa_X$  foi ajustado em 1.5, 2.3, 2.8 e 3.2.

As curvas resultantes ilustram bem o comportamento esperado, pois quanto maior  $\kappa_X$ , melhor o comportamento do sinal.

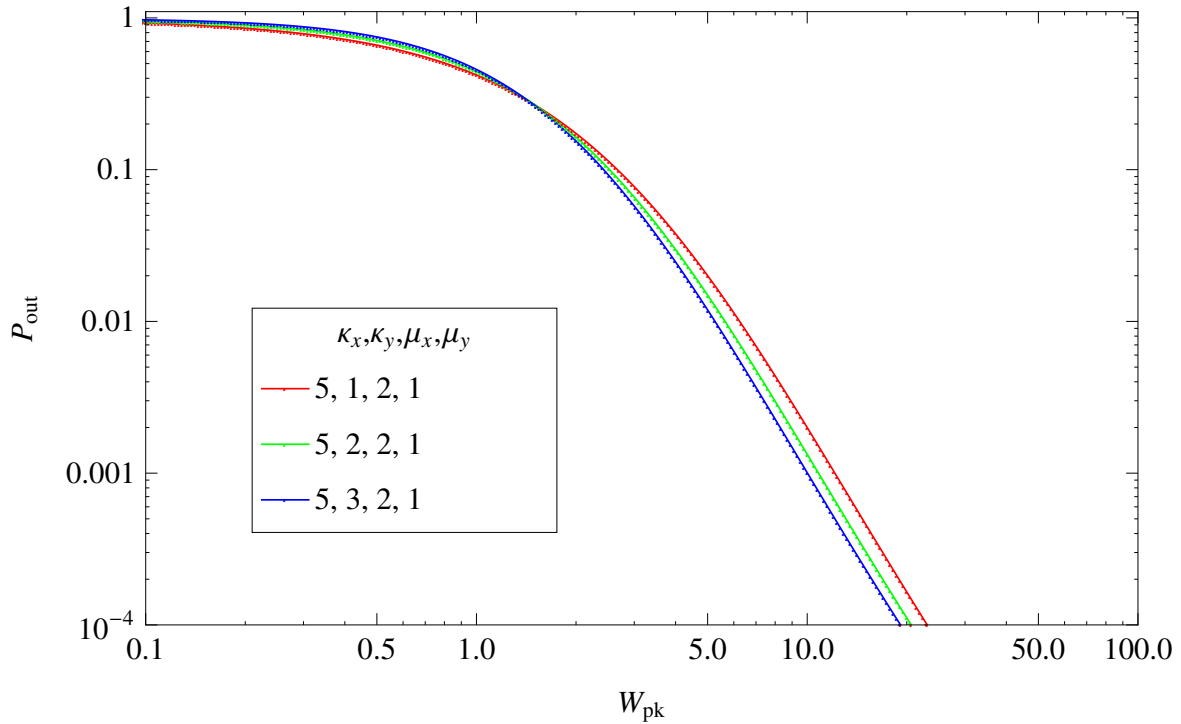


Figura 4.2: Variações de  $\kappa_Y$  na probabilidade de *outage*.

Em seguida,  $\mu_X$  recebeu os valores 1.1, 2.1, 4.1 e 12.0, Fig. 4.6.

Como esperado, maiores valores de  $\mu_X$  resultam em melhores curvas, porém, é importante ressaltar que em determinado ponto, as variações começam a diminuir. A curva verde tem o valor fixo em 4.1, enquanto a curva azul em 12.0. A distância entre elas é pequena quando comparadas, por exemplo, com a curva preta, de valor 1.1 e a curva vermelha, de valor 2.1.

#### 4.4 Capacidade ergódica

Por fim, a capacidade ergódica é analisada com os parâmetros  $\kappa_X = \kappa_Y = \kappa$  e  $\mu_X = \mu_Y = \mu$ . Os resultados esperados eram de quanto maior o  $\kappa$  ou menor o  $\mu$ , maior a capacidade.

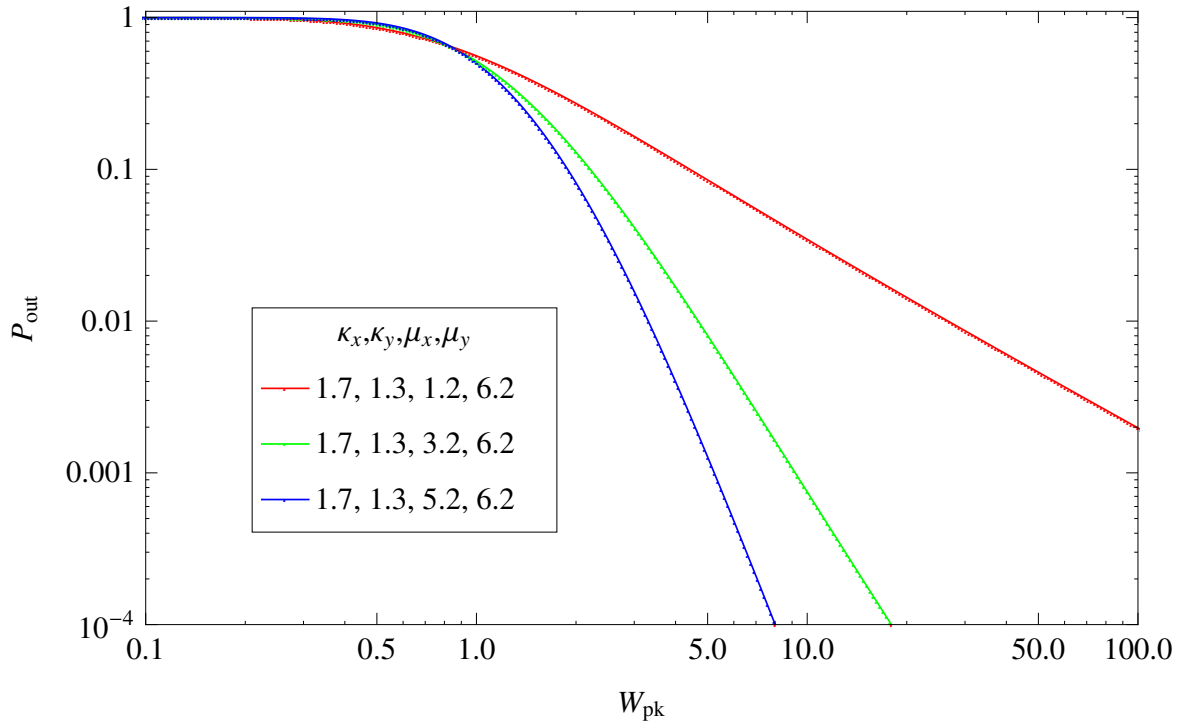


Figura 4.3: Variações de  $\mu_X$  na probabilidade de *outage*.

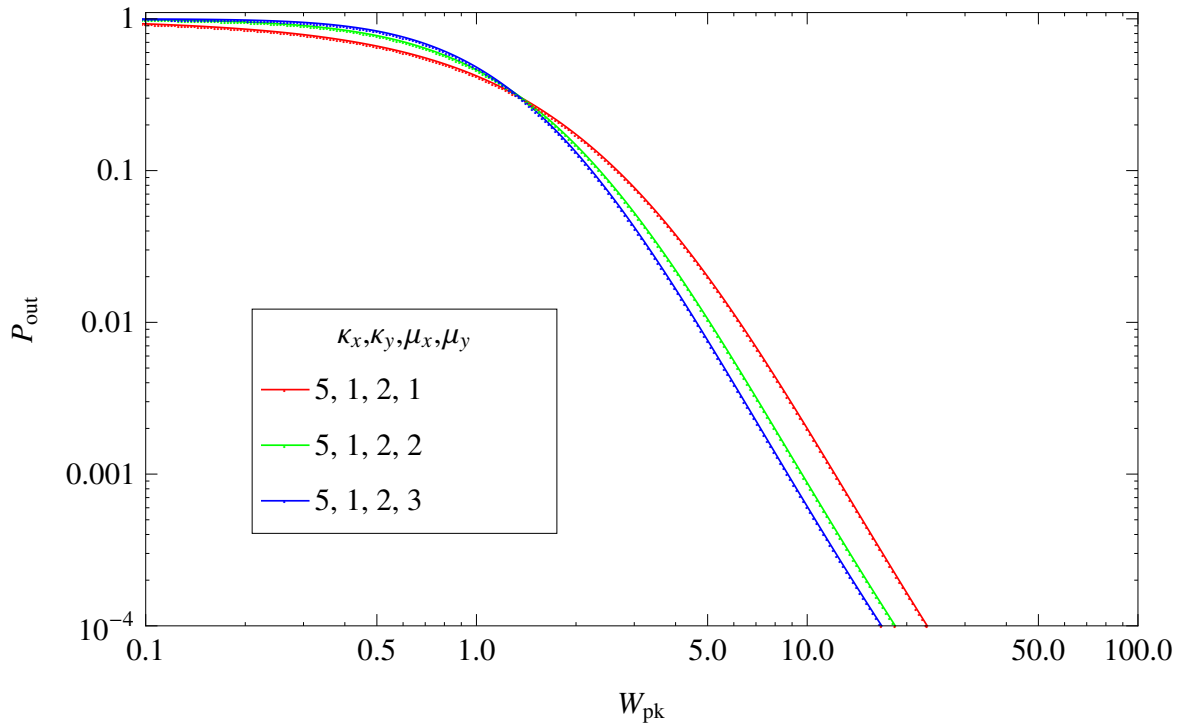


Figura 4.4: Variações de  $\mu_Y$  na probabilidade de *outage*.

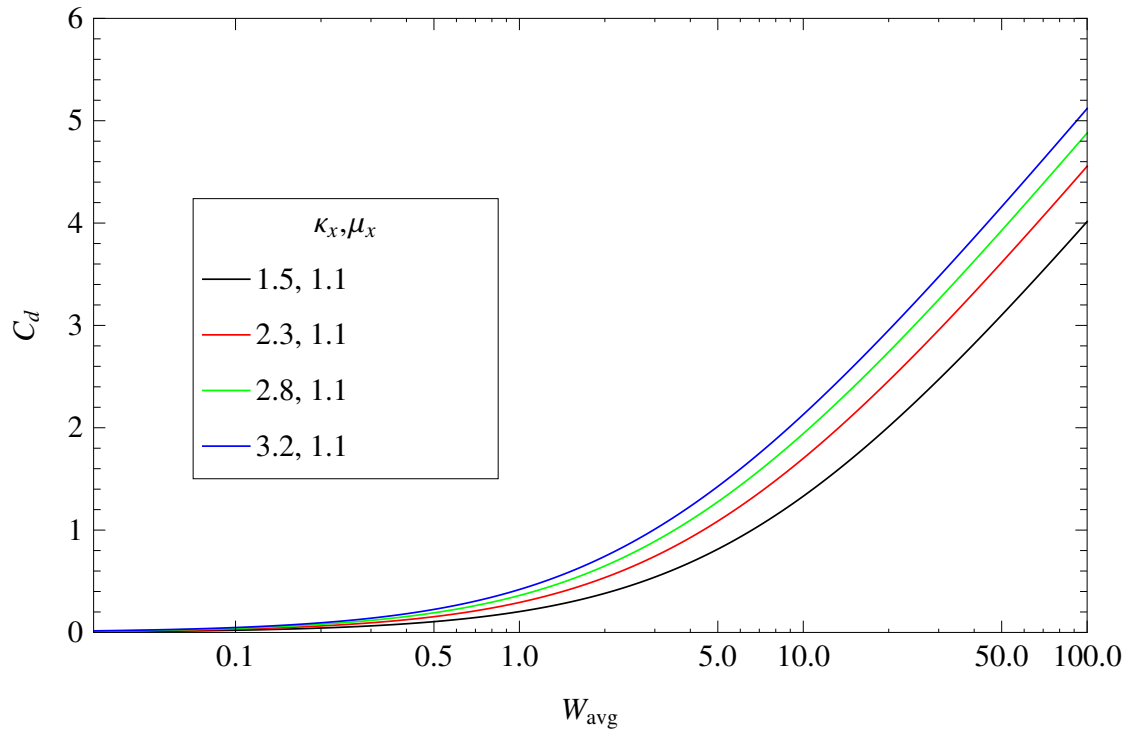


Figura 4.5: Variações de  $\kappa_X$  na capacidade limitada ao atraso.

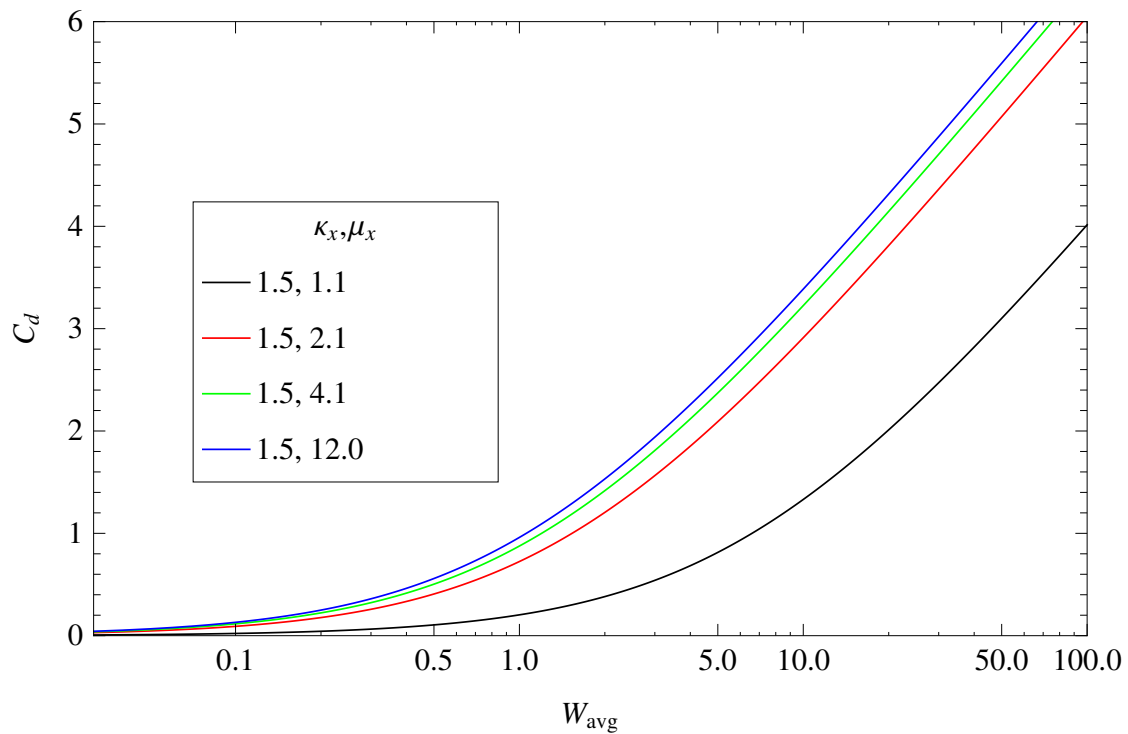


Figura 4.6: Variações de  $\mu_X$  na capacidade limitada ao atraso.

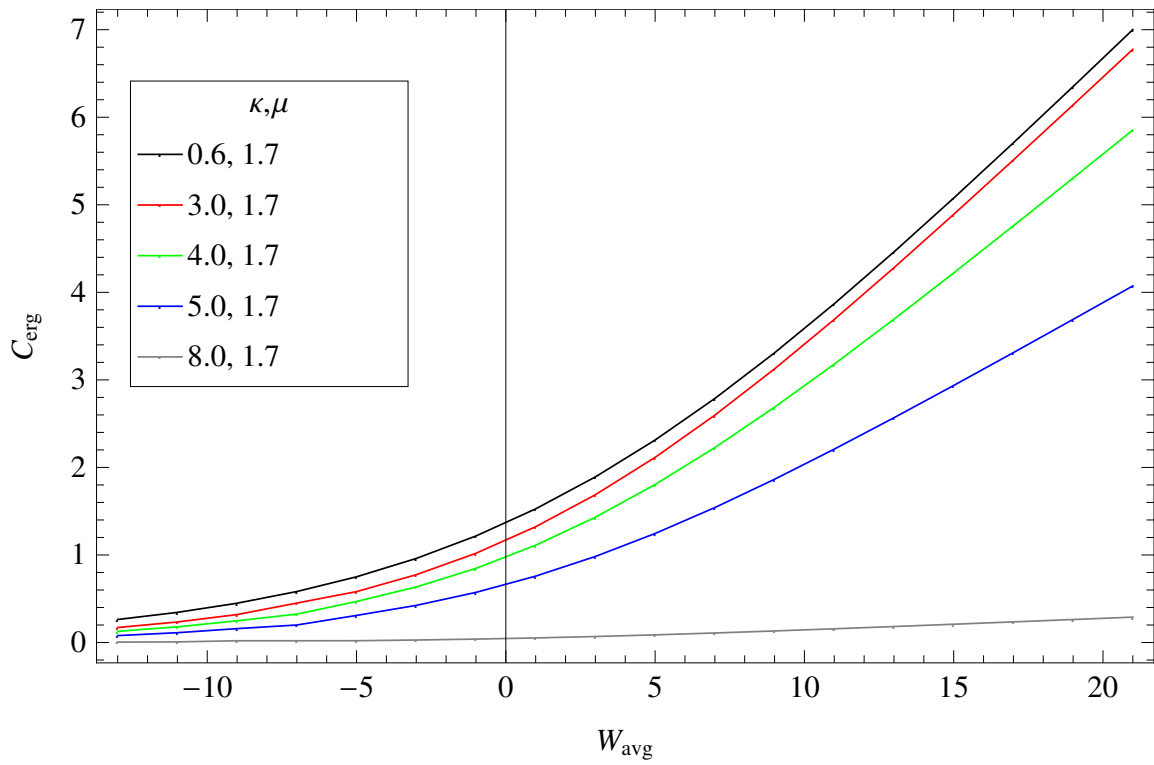


Figura 4.7: Variações de  $\kappa$  na capacidade ergódica.

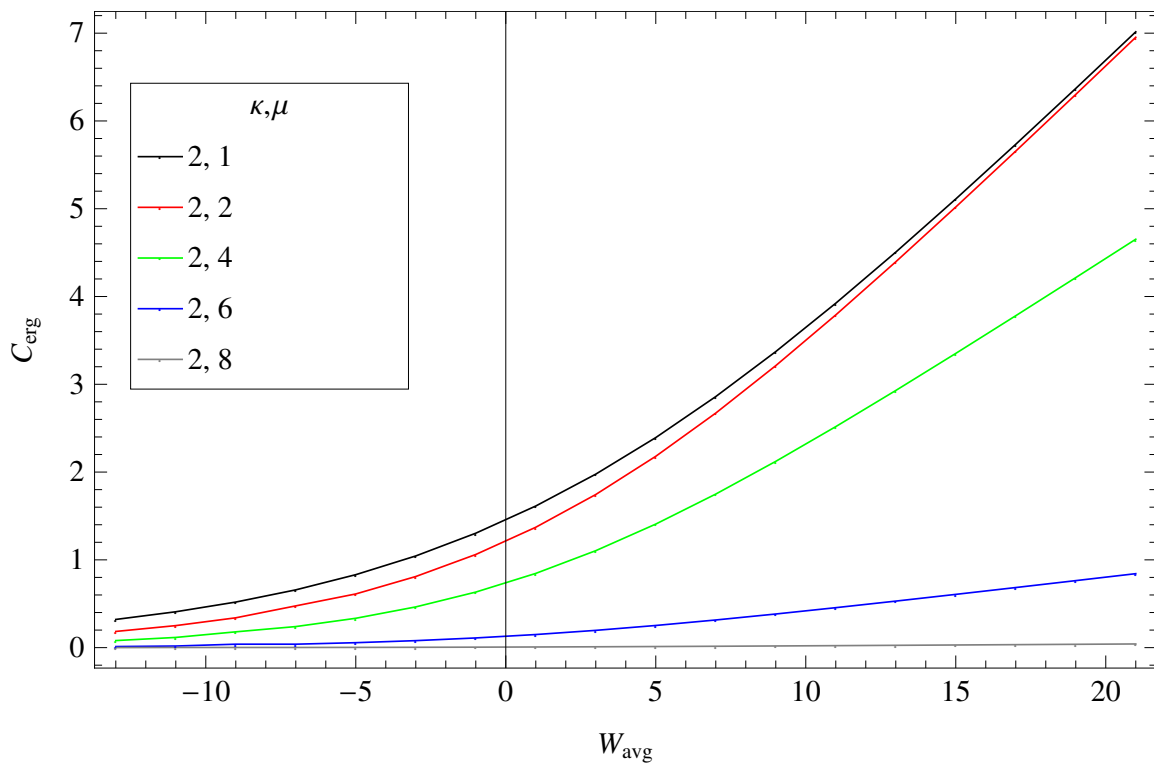


Figura 4.8: Variações de  $\mu$  na capacidade ergódica.



# Capítulo 5

## Conclusões

O rádio cognitivo é uma solução em desenvolvimento, mas sua demanda já encontra-se alta. O mundo todo precisa de uma alternativa para o uso do espectro. Em breve as transmissões sem fio tornar-se-ão algo extremamente difícil e custosas, pois será necessário trabalhar com ruído excessivo. A tragédia dos comuns deve ser evitada. Por isso, o estudo do compartilhamento dos meios torna-se algo tão importante e urgente. A distribuição  $\kappa$ - $\mu$  pode ser considerada uma potente ferramenta de estudo, pois é capaz de englobar as distribuições mais famosas e utilizadas, além de permitir outras diversas possibilidades.

Os resultados da probabilidade de *outage* foram consistentes e apresentaram o comportamento esperado. Conforme é aumentado algum parâmetro do sinal, a probabilidade diminui. Quando algum dos termos de ruído é aumentado, a probabilidade aumenta. Ou seja, quanto mais sinal, menor a chance de haver interrupções. Na mesma linha de raciocínio, quanto mais ruído, maior a chance.

Após desenhados os gráficos, foi possível observar que o parâmetro  $\mu_X$  tem maior influência sobre o sinal que o  $\kappa_X$ . Em outras palavras, o termo referente ao multipercurso tem influência maior que o termo de visada direta. Tal fato pode ser elucidado por uma explicação lógica. Quando há visada direta, o sinal sempre estará presente, mesmo sendo apenas uma pequena fração do sinal emitido. Sua detecção é fácil e constante. Aumentar tal parâmetro pouco influenciará, pois a componente de visada direta sofre menos influência do meio. Já a componente de sinal de multipercurso causará inúmeros efeitos no sinal. Esta pode causar interferências, construtivas ou destrutivas, além de sofrer mais com os efeitos de desvanecimento, tais como reflexão e refração. Por isso, sua recepção é mais sensível à variações.

O comportamento da probabilidade de *outage* quando são alterados os parâmetros de ruído seguem uma explicação semelhante à supracitada. Quando o ruído é na componente de visada direta, sua influência tende a ser maior, pois incide diretamente no receptor. Porém, quando o ruído está presente nas componentes de multipercurso, sua influência é mais amena, pois o sinal de visada direta recebido sobrepõe o ruído. Finalmente, pode-se afirmar que a visada direta torna o sinal robusto, pois mesmo que haja muita interferência, a probabilidade de haver recepção bem sucedida é alta. A sua desvantagem, porém, é a limitação da distância entre o emissor e o

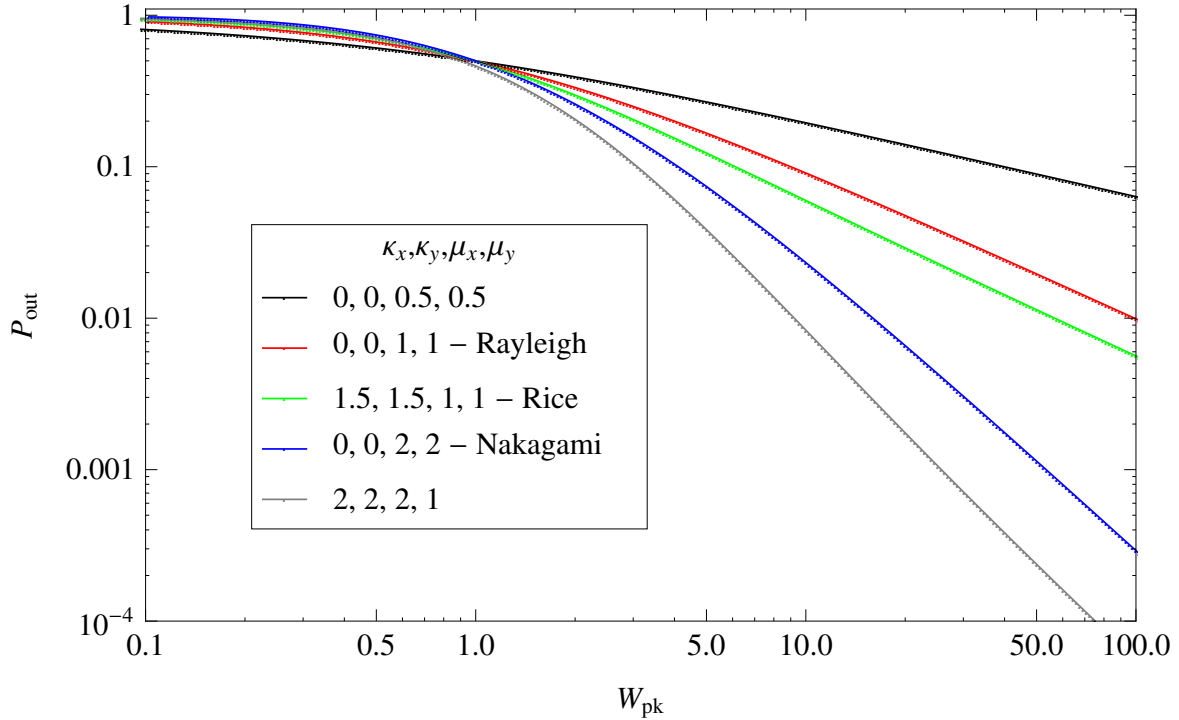


Figura 5.1: Distribuição  $\kappa$ - $\mu$  com diferentes ajustes.

receptor, pois quanto maior a distância, maior a probabilidade de haver obstáculos obstruindo o sinal, chegando até a interrompê-lo por completo, absorvendo ou refletindo toda a sua potência.

A capacidade limitada ao atraso também apresentou um comportamento semelhante ao esperado. Em sua formulação, em termos de ruído, somente o ganho médio está presente. Ou seja, para mudanças de  $\kappa$  ou  $\mu$  é esperado o mesmo comportamento. Quanto mais forte algumas das componentes do sinal, maior é a capacidade limitada ao atraso.

Por fim, foram criados gráficos que ilustram o comportamento da capacidade ergódica. Tais gráficos foram feitos considerando as componentes em  $X$  e em  $Y$  iguais, pois houve incoerência nos gráficos com as componentes de sinal diferentes das de ruído, como feito nas etapas anteriores. O comportamento da curva era exatamente o mesmo, não importa qual variável fosse alterada. O comportamento esperado era o de menor capacidade com maiores componentes de ruído e de maior capacidade com maiores componentes de sinal.

Como planejado, a distribuição  $\kappa$ - $\mu$  traz algumas vantagens em relação às outras distribuições mais utilizadas, como Rayleigh e Nakagami-m, pois pode ter seus parâmetros ajustados de acordo com cada caso, como exemplificado na Figura 5.1. Tais ajustes permitem o estudo de diferentes situações reais, diferentemente de distribuições que não permitem ajustes ou permitem apenas em um único parâmetro, o que as tornam úteis para situações muito específicas, geralmente relacionadas à realidade do autor. A distribuição  $\kappa$ - $\mu$  provou-se útil para estudos tanto em ambientes internos quanto para ambientes externos, com mais ou menos ruído ou sinal.

A Figura 5.2 ilustra todos os possíveis resultados de cada distribuição. A distribuição de Ray-

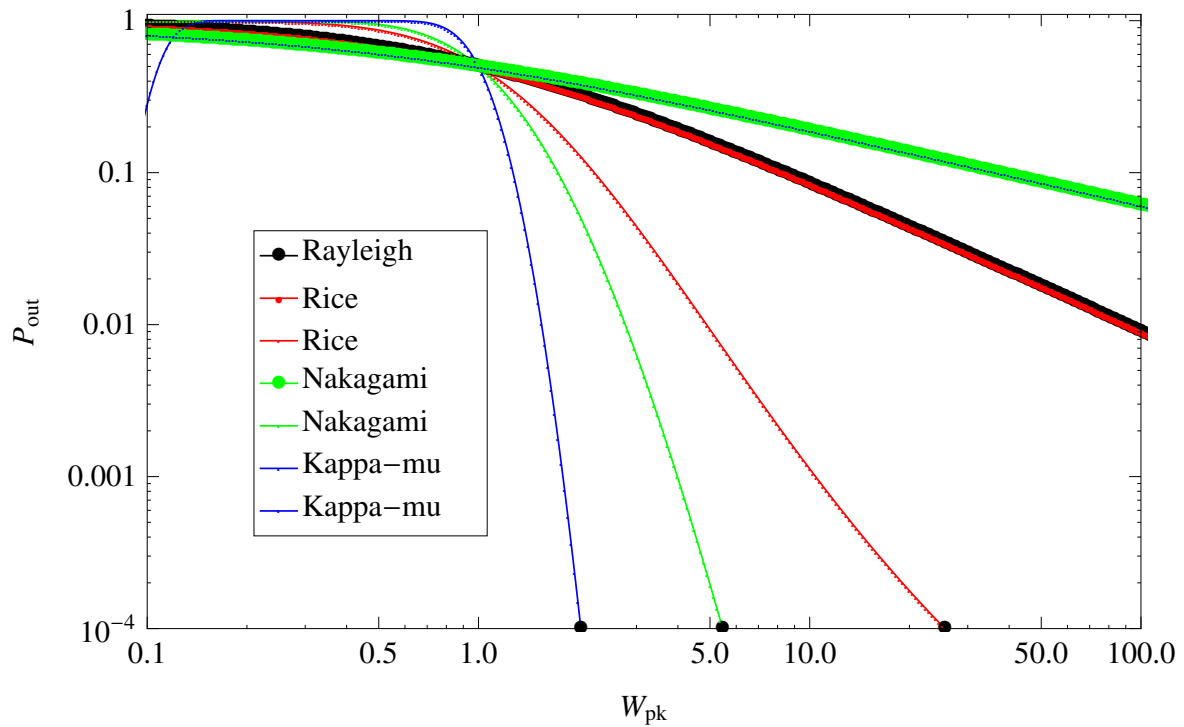


Figura 5.2: Intervalo de probabilidades de cada distribuição.

leigh é a mais simples, pois é possível somente um ajuste, resultado em uma curva. A distribuição de Rice permite ajustar o parâmetro relativo à visada direta, o que resulta em um pequeno intervalo de possíveis resultados. Já a distribuição de Nakagami permite ajustes somente no parâmetro de multi-percurso, possibilitando um intervalo maior que a de Rice. Finalmente, a distribuição  $\kappa$ - $\mu$  é a única que pode ser ajustada tanto em visada direta quanto em multipercurso, tornando possível então resultados em um intervalo maior que todas as outras distribuições unidas.

# REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] PRINCÍPIOS de rádio cognitivo. Disponível em <http://www.eetrend.com/technology/100000364>.
- [2] RAPPAPORT, T. S. *Wireless Communications: Principles and Practice*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- [3] WYGLINSKY, M. N. e. Y. T. H. *Cognitive radio communications and networks: principles and practice*. [S.l.]: Elsevier, 2009.
- [4] ANATEL. Atribuição de faixas de frequências no brasil. 2006. Disponível em <http://bit.ly/anatelaffbr>.
- [5] FETTE, B. A. *Cognitive Radio Technology*. [S.l.]: Academic Press, 2009.
- [6] STEVENSON, C. e. a. Ieee 802.22: The first cognitive radio wireless regional area network standard. *IEEE Commun. Mag.*, v. 47, n. 1, p. 130–138, February 2009.
- [7] YACOUB, M. D. Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 6, p. 649–658, 2007.
- [8] MITOLA, J. *Cognitive Radio Architecture: The Engineering Foundations of Radio XML*. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2006.
- [9] YACOUB, M. D. The k-u distribution and the n-u distribution. *IEEE Antennas Propag. Mag.*, v. 49, p. 68–81, 2007.
- [10] COSTA, D. B. da; DIAS, U. S. On the capacity of spectrum sharing systems in generalized fading scenarios. *Radio and Wireless Symposium*, n. 1, p. 17–20, 2011.
- [11] GLEHN, F. V.; SANDERS, D.; DIAS, U. S. Spectrum sensing over n-u fading channel. *IEEE Internacional Microwave and Optoelectronics Conference*, n. 1, October 2011.
- [12] KANG, X. Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks: Ergodic capacity and outage capacity. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, v. 8, p. 1–5, February 2009.
- [13] ABRAMOWITZ, M. *Handbook of Mathematical Functions: with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. [S.l.]: Dover Publications, 1965.
- [14] PAPOULIS, A. *Probability, Random Variables and Stochastic Processes*. [S.l.]: Dover Publications, 2002.

[15] GRADSHTEYN, I. S. *Table of Integrals, Series and Products*. [S.l.]: Academic Press Inc., 2000.

# ANEXOS

# I. DESCRIÇÃO DO CONTEÚDO DO CD

## I.1 LaTeX

Contém todos os arquivos referentes à elaboração do relatório.

### I.1.1 figs

Contém todos os arquivos para a construção das imagens.

#### I.1.1.1 Pout

Arquivos da probabilidade de outagem.

#### I.1.1.2 Dlc

Arquivos da capacidade limitada ao atraso.

#### I.1.1.3 Cerg

Arquivos da capacidade ergódica.

#### I.1.1.4 aux

Arquivos da comparação entre as distribuições.

#### I.1.1.5 Originais

Arquivos sem tradução.

## I.2 Prezi

Contém todos os arquivos referentes à apresentação do relatório.

### I.2.1 Data

Contém todas as imagens usadas na apresentação.