



UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

Kim Moraes Mota

**ANÁLISE DA CAPACIDADE DE CANAL PARA
FUTURAS REDES DE COMUNICAÇÃO SEM FIO
COM RÁDIO COGNITIVO E ONDAS MILIMÉTRICAS**

Brasília, agosto de 2015



Kim Moraes Mota

**ANÁLISE DA CAPACIDADE DE CANAL PARA
FUTURAS REDES DE COMUNICAÇÃO SEM FIO
COM RÁDIO COGNITIVO E ONDAS MILIMÉTRICAS**

Dissertação de Mestrado submetida ao Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade de Brasília, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Ugo Silva Dias.

Brasília, agosto de 2015

FICHA CATALOGRÁFICA

MOTA, KIM MORAES

Análise da Capacidade de Canal para Futuras Redes de Comunicação sem Fio com Rádio Cognitivo e Ondas Milimétricas. [Distrito Federal] 2015.

117p., 210 x 297 mm (ENE/FT/UnB, Mestre, Engenharia Elétrica, 2015). Dissertação de Mestrado - Faculdade de Tecnologia. Universidade de Brasília.

Departamento de Engenharia Elétrica.

- | | |
|---|---------------------------------|
| 1. Futuro das Redes de Telecomunicações | 2. Modelos de Canal sem fio |
| 3. Capacidade de Canal | 4. Compartilhamento de Espectro |
| I. ENE/FT/UnB | II. Título (série) |

REFERÊNCIA BIBLIOGRÁFICA

Mota, K. M. (2015). Análise da Capacidade de Canal para Futuras Redes de Comunicação sem Fio com Rádio Cognitivo e Ondas Milimétricas. Dissertação de Mestrado em Engenharia Elétrica, Publicação PPGEE-598/15-DM, Departamento de Engenharia Elétrica, Faculdade de Tecnologia. Universidade de Brasília, Brasília, DF, 117p.

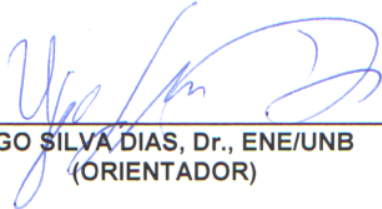
UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
FACULDADE DE TECNOLOGIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

ANÁLISE DE CAPACIDADE DE CANAL PARA FUTURAS REDES
DE COMUNICAÇÃO SEM FIO COM RÁDIO COGNITIVO E ONDAS
MILIMÉTRICAS

KIM MORAES MOTA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO SUBMETIDA AO DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA
ELÉTRICA DA FACULDADE DE TECNOLOGIA DA UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA, COMO
PARTE DOS REQUISITOS NECESSÁRIOS PARA A OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE.

APROVADA POR:



UGO SILVA DIAS, Dr., ENE/UNB
(ORIENTADOR)



ANTONIO MARTINS, Dr., ENE/UNB
(EXAMINADOR INTERNO)



AGOSTINHO LINHARES DE SOUZA FILHO, Dr., ANATEL
(EXAMINADOR EXTERNO)

Brasília, 03 de agosto de 2015.

Agradecimentos

A Deus.

Ao professor Ugo Silva Dias, por toda a ajuda e demonstração de força de vontade, apontando os melhores caminhos, dando estímulos para o desenvolvimento deste trabalho.

A todos aqueles que, embora não citados nominalmente, contribuíram direta e indiretamente para a execução deste trabalho.

Kim Moraes Mota

RESUMO

A busca pela evolução tecnológica, que permita que as redes de telecomunicações se desenvolvam de forma inovadora, fomenta as pesquisas relacionadas às tendências, às perspectivas e às características das futuras redes de comunicação sem fio. Motivado pela exploração de futuras redes de telecomunicação, este trabalho apresenta a análise de capacidade do canal para redes sem fio operando na faixa de ondas milimétricas e em ambientes em desvanecimento, modelados pelas distribuições generalizadas α - μ e κ - μ . Mais especificamente, são exploradas a capacidade de canal, a capacidade ergódica e a capacidade de *outage*, considerando-se as frequências de 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz e 73 GHz com 1 GHz de largura de banda. Ademais, são realizadas comparações de capacidade de sistemas móveis atuais com redes em ondas milimétricas.

Esta dissertação de mestrado analisa também a capacidade de sistemas em cenário de compartilhamento espectral. São obtidas expressões gerais e exatas para a função de densidade de probabilidade, para a função de distribuição acumulada e para o valor médio da razão de variáveis aleatórias independentes e não identicamente distribuídas, modeladas pela distribuição η - μ . Por meio das expressões obtidas avalia-se a probabilidade de *outage*, a capacidade limitada ao atraso e a capacidade ergódica de redes em compartilhamento espectral. Os resultados obtidos permitem que se avalie os limites teóricos da capacidade do tráfego de dados de redes operando em ondas milimétricas e de redes em cenário de compartilhamento espectral.

Palavras-chave: Capacidade de Canais AWGN, Capacidade Ergódica, Capacidade Limitada ao Atraso, Capacidade de *Outage*, Probabilidade de *Outage*, Ondas Milimétricas, Rádio Cognitivo.

ABSTRACT

The quest for technological evolution, that allows telecommunications networks are developed in an innovative way, promotes the researches related to trends, perspectives and characteristics of future wireless communication networks. Motivated by the exploitation of future telecommunication networks, this work presents the channel capacity analysis of wireless networks operating in the millimeter waves frequency range and in fading environments, modeled by α - μ and κ - μ generalized distributions. More specifically, the channel capacity, the ergodic capacity and outage capacity, considering the frequencies in 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz and 73 GHz with 1 GHz bandwidth are exploited. Moreover, capacity comparisons are made between current mobile systems and millimeter wave networks.

This work also analyzes the systems capability in spectrum sharing scenario. General and exact expressions for the probability density function, cumulative distribution function and for the average ratio of independent and not identically distributed η - μ random variables are obtained. From the obtained expression, the outage probability, the delay-limited capacity and the ergodic capacity in sharing spectrum systems are evaluated. The results allow us to evaluate the theoretical capacity limits of the network data traffic operating in millimeter waves and in spectral sharing scenarios.

Keywords: Channel Capacity, Ergodic Capacity, Delay-Limited Capacity, Outage Capacity, Outage Probability, Millimeter Waves, Cognitive Radio.

LISTA DE SIGLAS

1G	Primeira Geração
2G	Segunda Geração
3G	Terceira Geração
4G	Quarta Geração
5G	Quinta Geração
AFD	<i>Average fade duration</i>
AM	<i>Amplitude modulation</i>
AMPS	<i>Advanced Mobile Phone System</i>
AWGN	<i>Additive white Gaussian noise</i>
CDF	<i>Cumulative density function</i>
CDMA	<i>Code Division Multiple Access</i>
DLC	<i>Delay-Limited Capacity</i>
DPSK	<i>Differential Phase-Shift Keying</i>
DQPSK	<i>Differential Quadrature Phase-Shift Keying</i>
EDGE	<i>Enhanced Data rates for Global Evolution</i>
ERB	Estação rádio base
EVDO	<i>Evolution-Data Optimized</i>
FDD	<i>Frequency Division Duplex</i>
FDMA	<i>Frequency Division Multiple Access</i>
FM	<i>Frequency modulation</i>
GMSK	<i>Gaussian Minimum Shift Keying</i>
GPRS	<i>General Packet Radio Services</i>
GSM	<i>Groupe Special Mobile</i>
HetNets	<i>Heterogenous networks</i>
HSDPA	<i>High-Speed Downlink Packet Access</i>
LCR	<i>Level crossing rate</i>
LOS	<i>Line-of-sight</i>

LTE	<i>Long Term Evolution</i>
LTE-A	<i>Long Term Evolution Advanced</i>
mmW	<i>Millimeter waves</i>
NLOS	<i>Non-line-of-sight</i>
OFDMA	<i>Orthogonal Frequency-Division Multiple Access</i>
PDF	<i>Probability density function</i>
PSK	<i>Phase Shift Keying</i>
QAM	<i>Quadrature amplitude modulation</i>
QoS	<i>Quality of Service</i>
QPSK	<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RDS	Rádio definido por software
RV	<i>Randon variables</i>
SCFDMA	<i>Single Carrier Frequency Division Multiple Access</i>
SDR	<i>Software-defined radio</i>
SISO	<i>Single-input Single-output</i>
SNR	<i>Signal to noise ratio</i>
TDD	<i>Time Division Duplex</i>
TDMA	<i>Time Division Multiple Access</i>
UMTS	<i>Universal Mobile Telecommunications System</i>
UHF	<i>Ultra High Frequency</i>
UP	Usuário primário
US	Usuário secundário
UP-Tx	Transmissor do usuário primário
UP-Rx	Receptor do usuário primário
US-Tx	Transmissor do usuário secundário
US-Rx	Receptor do usuário secundário
WCDMA	<i>Wideband Code Division Multiple Access</i>
Wi-Fi	<i>Wireless Fidelity</i>
WMAN	<i>Wireless Metropolitan Area Network</i>
WPAN	<i>Wireless Personal Area Network</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

A	Área	$[m^2]$
B	Largura de banda	$[Hz]$
C	Capacidade do canal	$[bps]$
C_d	Capacidade limitada ao atraso	$[bps]$
C_{erg}	Capacidade ergódica	$[bps]$
C_{out}	Capacidade de <i>outage</i>	$[bps]$
d	Distância	$[m]$
$E[\cdot]$	Esperança	
$f_X(x)$	Função densidade de probabilidade da variável x	
$F_X(x)$	Função de distribuição acumulada da variável x	
${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$	Função hipergeométrica	
G	Ganho de potência do canal em sistema de compartilhamento espectral	
G_0	Ganho de potência do canal 0, em sistema de compartilhamento espectral	
G_1	Ganho de potência do canal 1, em sistema de compartilhamento espectral	
G_R	Ganho da antena receptora	
G_T	Ganho da antena transmissora	
$G_{p,q}^{m,n}$	Função Meijer G	
h	Ganho do canal com AWGN	
H_0	Hipótese de canal ocioso	
H_1	Hipótese de canal ocupado	
$I_\nu(\cdot)$	Função Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν	
$\hat{I}(\cdot)$	Função <i>double hat</i>	
k	Constante de Boltzmann	$[J/K]$
L_d	Perda com a distância	$[dBW]$
$M_S(\cdot)$	Transformada de Mellin	
n	Expoente de perda	

$n[i]$	Ruído Gaussiano Branco no tempo i	
$n(t)$	Ruído Gaussiano Branco no canal	
N	Ruído do canal	
N_0	Ruído do canal 0, em sistema de compartilhamento espectral	
N_{BS}	Número de estações rádio base	
N_F	Figura de ruído	[dB]
$P\{\cdot\}$	Probabilidade	
$P(G_0, G_1)$	Potência de transmissão do usuário secundário	
P_D	Probabilidade de detecção	
P_{FA}	Probabilidade de falso alarme	
P_{MD}	Probabilidade de não-detecção	
P_{out}	Probabilidade de <i>outage</i>	
P_R	Potência recebida	[W]
P_T	Potência transmitida	[W]
$Q_u(\cdot, \cdot)$	Função Marcum-Q generalizada	
r	Envoltória instantânea do sinal	[V]
\hat{r}	Envoltória média do sinal	[V]
R	Variável aleatória	
R_0	Taxa de transmissão do canal 0, em sistema de compartilhamento espectral	[bps]
R_{total}	Taxa de dados total	[bps]
T	Temperatura absoluta	[K]
$V[\cdot]$	Variância	
W_{avg}	Restrição de potência de interferência média	
W_{pk}	Restrição de potência de interferência de pico	
$x[i]$	Entrada do canal no tempo i	
$x(t)$	sinal transmitido pelo usuário primário	
X	Razão de duas variáveis aleatórias	
$y[i]$	Saída do canal no tempo i	
$y(t)$	sinal recebido pelo usuário secundário	

α	Parâmetro de não-linearidade	
κ	Razão entre potência total das componentes dominantes e a potência total das componentes espalhadas	
η	Razão entre as componentes em fase e em quadratura de cada <i>cluster</i> de multipercurso	
μ	Parâmetro relacionado aos <i>cluster</i> de multipercurso	
λ	Comprimento de onda	[m]
γ	Razão sinal-ruído instantânea	
$\bar{\gamma}$	Razão sinal-ruído média	
$\Gamma(\cdot)$	Função Gamma	
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	Função Gamma incompleta	
ρ	Envoltória do sinal normalizada	
η_{ef}	Eficiência espectral	

LISTA DE FIGURAS

2.1	Arquitetura de um sistema de comunicação genérico.....	9
2.2	Sistema de comunicação sem fio.....	10
2.3	Tipos de ruído em canais de comunicação sem fio.	11
2.4	Contribuição do ruído no sistema.....	12
2.5	Curva de comportamento do sinal em função da distância.	13
2.6	Atenuação da intensidade do sinal em função da distância.....	16
2.7	Propagação multipercurso sem linha de visada.	18
2.8	Propagação multipercurso com linha de visada.	18
2.9	Função Densidade de Probabilidade α - μ com $\alpha = 2$	20
2.10	Função Densidade de Probabilidade α - μ com $\mu = 1$	21
2.11	Função Densidade de Probabilidade κ - μ com $\kappa \rightarrow 0$	23
2.12	Função Densidade de Probabilidade κ - μ com $\mu = 1$	23
2.13	Função Densidade de Probabilidade η - μ com $\eta = 1$	26
2.14	Função Densidade de Probabilidade η - μ com $\mu = 2$	26
3.1	Atenuação atmosférica para diferentes condições atmosféricas, em mmW.	36
3.2	Atenuação do sinal sob diferentes condições de chuva.....	37
3.3	Arquitetura de Rede em mmW.	39
3.4	Comportamento do sistema de rádio cognitivo.....	44
3.5	Compartilhamento espectral dinâmico.	47
3.6	Sistema de rádio cognitivo.	50
3.7	Eficiência do uso espectral no Rio de Janeiro em 2015.	51
3.8	Técnicas de compartilhamento espectral.....	52
4.1	Capacidade do canal AWGN para diferentes tecnologias móveis.	58
4.2	Capacidade do canal AWGN para sistemas em mmW.....	58
4.3	Capacidade Ergódica para diferentes tecnologias móveis em canais κ - μ	62
4.4	Capacidade Ergódica para sistemas em mmW em canais α - μ e κ - μ	62
4.5	Capacidade de <i>Outage</i> para diferentes tecnologias móveis em canais κ - μ	65
4.6	Capacidade de <i>Outage</i> para sistemas em mmW em canais α - μ e κ - μ	65

5.1	Cenário de compartilhamento de espectro.....	74
5.2	Probabilidade de <i>Outage</i> em Canais η - μ com Compartilhamento Espectral.....	76
5.3	Capacidade Limitada ao Atraso em Canais η - μ com Compartilhamento Espectral.	78
5.4	Capacidade Ergódica em Canais η - μ com Compartilhamento Espectral.....	80

LISTA DE TABELAS

2.1	Valores de α e μ para obtenção de outras distribuições.	21
2.2	Valores de κ e μ para obtenção de outras distribuições.....	24
2.3	Valores de η e μ para obtenção de outras distribuições - Formato 1.	27
2.4	Valores de η e μ para obtenção de outras distribuições - Formato 2.	27
3.1	Características Tecnológicas 1G e 2G.	31
3.2	Características Tecnológicas 2.5G e 2.75G.	32
3.3	Características Tecnológicas 3G e 3.5G.....	33
3.4	Características Tecnológicas 4G.	34

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Contextualização	1
1.2	Justificativa.....	3
1.3	Estatísticas dos Sistemas de Telecomunicações e suas Aplicações	4
1.4	Objetivos.....	5
1.5	Estrutura do Trabalho.....	6
2	MODELAGEM DO CANAL DE COMUNICAÇÃO SEM FIO	9
2.1	Modelos de propagação	12
2.1.1	Perda de percurso (<i>Path Loss</i>).....	15
2.1.2	Desvanecimento em pequena escala	17
2.2	Conclusões.....	28
3	ONDAS MILIMÉTRICAS E SISTEMAS DE RÁDIO COGNITIVO	29
3.1	Sistemas de Telecomunicações em Ondas Milimétricas	35
3.1.1	Arquitetura de Rede em Ondas milimétricas	38
3.1.2	Impacto das Redes em mmW.....	40
3.2	Rádio Cognitivo	42
3.2.1	Arquitetura e Características dos sistemas de Rádio Cognitivo	43
3.2.2	Sensoriamento do Espectro	45
3.2.3	Compartilhamento do Espectro	47
3.3	Conclusões.....	53
4	ANÁLISE DA CAPACIDADE DE CANAIS κ-μ E α-μ PARA ONDAS MILIMÉTRICAS	55
4.1	Avaliação da capacidade do canal	56
4.1.1	Capacidade em canais AWGN.....	56
4.1.2	Capacidade Ergódica.....	60
4.1.3	Capacidade de <i>Outage</i>	63
4.2	Conclusões.....	67

5	ANÁLISE DA CAPACIDADE DE CANAIS SEM FIO η-μ EM COMPARTILHAMENTO DE ESPECTRO	69
5.1	Razão de Variáveis Aleatórias Independentes η - μ	70
5.2	Análise da Capacidade em Sistemas de Compartilhamento de Espectro	73
5.2.1	Minimização da Probabilidade de <i>Outage</i> em Cenário de Compartilhamento Espectral	74
5.2.2	Capacidade Limitada ao Atraso em Cenário de Compartilhamento Espectral	77
5.2.3	Capacidade Ergódica em Cenário de Compartilhamento Espectral	79
5.3	Conclusões	82
6	CONCLUSÃO E TRABALHOS FUTUROS	83
6.1	Conclusões e Contribuições	83
6.2	Trabalhos Futuros	85
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	86

1 Introdução

1.1 Contextualização

A questão da importância das telecomunicações no cenário tecnológico atual é indiscutível. Atualmente, a evolução tecnológica de grande parte das áreas do conhecimento científico se apoiam e se beneficiam dos recursos que a comunicação sem fio proporciona. A troca rápida de dados, a grande disponibilidade de informações, a mobilidade e o fornecimento de serviços de alta qualidade, sem atrasos, são os atrativos mais significativos dos sistemas de comunicação sem fio. A mobilidade dos dispositivos de comunicação sem fio em redes celulares apresenta-se como o grande trunfo tecnológico do mercado mundial de telecomunicações.

A comunicação móvel experimentou uma drástica evolução tecnológica desde seu surgimento, as redes de telecomunicações apresentam cada vez maior disponibilidade e melhor desempenho em termos de serviços móveis, começando com os serviços de voz e, mais recentemente, oferecendo vários serviços de dados. Esta tendência – tráfego de dados em redes móveis – tem grande perspectiva de crescimento, principalmente devido à crescente popularidade de dispositivos móveis inteligentes, versáteis e que oferecem poderosas aplicações e recursos de multimídia. Enquanto o número de usuários de redes de telecomunicações pode eventualmente saturar a capacidade dos sistemas de comunicação, a proliferação de dispositivos de comunicação em banda larga móvel tende a aumentar exponencialmente, exigindo que surjam alternativas que permitam a contínua evolução e expansão dos sistemas de comunicação sem fio [1].

As questões referentes ao desenvolvimento, à expansão e ao aprimoramento das redes de telecomunicações esbarram no obstáculo imposto pela escassez espectral, contornar este obstáculo remete a um inaudito avanço do setor de telecomunicações. A política de alocação espectral vigente é uma política de alocação fixa. Para cada tipo de serviço é destinada uma banda de frequências e sua utilização normalmente é vinculada a uma licença de uso. Entretanto, devido a limitação do espectro, enquanto recurso natural, observa-se que em determinadas faixas de frequência não há mais espaço para alocar novos serviços. Ademais, os serviços para os quais as bandas já foram alocadas estão demandando maiores taxas de transmissão [2].

É possível atingir maior eficiência espectral, com a qualidade de serviço desejada, por meio do uso de esquemas de modulação mais eficientes e por meio da implementação de códigos corretores de erros mais robustos, porém o avanço tecnológico nesta direção tem chegado ao seu limite e ganhos expressivos tornam-se mais custosos, complexos e de difícil alcance.

Uma proposta de solução que visa colaborar com a resolução das questões relativas à eficiência espectral baseia-se na utilização de sistemas de rádio cognitivo, que surgem com o objetivo principal da utilização inteligente do espectro eletromagnético. Por outro lado, a solução para atender ao requisito de maiores taxas de transmissão pauta-se no aumento da largura de banda do sistema, o que se torna possível por meio da utilização de frequências de transmissão da ordem de dezenas de GHz, em ondas milimétricas (*millimeter waves – mmW*).

Espera-se que com a utilização de rádios cognitivos, técnicas de acesso dinâmico ao espectro permitam que se resolvam os problemas de ineficiência no uso do espectro eletromagnético, por meio da capacidade de compartilhamento espectral do canal sem fio entre usuários licenciados e rádios cognitivos – enquanto usuários secundários – de maneira oportunista. O gerenciamento espectral flexível, dinâmico e eficiente abre novas oportunidades para que diferentes redes de comunicação sem fio usem o espectro de frequência de maneira mais eficiente [3].

Para fornecer altas taxa de dados – da ordem de gigabits por segundo – com mobilidade, os serviços de comunicação móvel necessitam de novos componentes tecnológicos e de novas arquiteturas de rede. A utilização de frequências de transmissão em ondas milimétricas permite a alocação de grandes larguras de banda, que se traduzem diretamente em altas taxas de dados. Além disto, implementar sistemas com esta característica de transmissão contribui para o melhoramento da qualidade de serviço e redução da latência, importantes requisitos para a implantação de futuras redes de telecomunicações [4].

Uma das tendências das futuras redes celulares está na inovação das características da rede, desde o uso de frequências mais altas, na faixa de ondas milimétricas, até o compartilhamento espectral dinâmico, por meio de sistemas de transmissão inteligentes. Contrariamente à ideia da otimização de redes móveis existentes (3G, 4G) como perspectiva tecnológica futura, o foco do projeto de redes de quinta geração (5G) remete à mudança dos paradigmas tecnológicos e ao uso de redes heterogêneas, híbridas (*heterogenous networks – HetNets*), que aumentam a capacidade do sistema, assim como sua área de cobertura e melhoram a eficiência e a flexibilidade da rede por meio da interação de diferentes padrões tecnológicos de comunicação [1].

1.2 Justificativa

A exploração de sistemas que forneçam maiores limites de capacidade e que utilizem frequências em bandas não utilizadas atualmente auxilia o desenvolvimento de tecnologias que solucionem os problemas da escassez espectral e da constante demanda por serviços de comunicação móvel. De maneira complementar, faz-se necessária a análise avaliativa de sistemas de comunicação sem fio mais eficientes, que utilizem alocações de banda dinâmicas, compartilhem o recurso espectral e não interfiram em outros sistemas.

A escassez global de bandas disponíveis para a comunicação sem fio tem motivado a exploração do subutilizado espectro de frequências em ondas milimétricas para as futuras redes de comunicação celular de banda larga. Há, no entanto, pouco conhecimento sobre a propagação de sinais em mmW e a obtenção destas informações é vital para o projeto e operação de futuras redes celulares, as redes 5G [4]. De maneira complementar, redes de rádio cognitivo surgem também como ferramentas úteis para se contornar os problemas da escassez espectral.

A compreensão de canais de rádio em sua essência é requisito fundamental para projetar eficientes soluções para sistemas de comunicação sem fio, utilizando canais de banda larga, da próxima geração. As características do canal de rádio são refletidas nas características de projeto da interface aérea e na arquitetura de rede como um todo. Portanto, dá-se a necessidade de modelos de canal que descrevam as condições às quais o sinal estará sujeito. Os modelos de canal desempenham um papel fundamental no projeto de futuros sistemas de telecomunicação em banda larga, apoiados por estudos teóricos, simulações e medições. Por outro lado, a escassez espectral requer a utilização mais inteligente e eficiente do canal de comunicação e demanda a exploração de sistemas de rádio cognitivo em regime de compartilhamento de espectro.

Diante do exposto, a principal proposta deste estudo é a de promover a análise e a avaliação da capacidade de futuras redes de telecomunicações em canais desvanecidos, modelados pelas distribuições generalizadas α - μ , κ - μ e η - μ , apresentando os resultados avaliativos de redes operando na faixa de ondas milimétricas e de redes em regime de compartilhamento espectral.

Em suma, o estudo detalhado das características de futuros sistemas de telecomunicações justifica-se pelo fato de que este precede a implantação de redes de telecomunicações, uma vez que estas são pautadas nos resultados dos estudos, testes, simulações e medições realizados.

1.3 Estatísticas dos Sistemas de Telecomunicações e suas Aplicações

O estudo de sistemas de telecomunicações, averiguando suas características e seu comportamento, fundamenta-se no estudo de estatísticas aplicadas. A estatística desempenha papel fundamental na modelagem probabilística do desempenho de sistemas de telecomunicações reais e, por este motivo, integram os estudos relacionados aos sistemas de telecomunicações.

Dentre as estatísticas de primeira ordem que contribuem para a análise de canais de comunicação sem fio destacam-se, o valor médio, a variância, as funções densidade de probabilidade (*probability density function – PDF*) e a função de distribuição acumulada (*cumulative distribution function – CDF*). Tais métricas estatísticas possibilitam a exploração de diversas características dos sistemas de telecomunicações.

De posse do valor médio, da função densidade de probabilidade e da função de distribuição acumulada é possível, por exemplo, obter a probabilidade de *outage*, a capacidade de *outage* e as capacidades ergódicas e limitada ao atraso, úteis para guiar a implantação de sistemas de telecomunicações.

As estatísticas de ordem superior de interesse referem-se principalmente à autocorrelação e à autocovariância. A função de autocorrelação – muito importante para a avaliação de sinais trafegando em canais de comunicação sem fio – reflete o grau de similaridade entre instâncias temporais distintas de um processo aleatório. Por isso, é amplamente utilizada como caracterização primária de segunda ordem nas etapas de modelagem, análise e simulação de canais desvanecidos. A função de correlação cruzada, por sua vez, reflete o grau de similaridade entre instâncias temporais distintas de processos aleatórios também distintos [5].

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

A taxa de cruzamento de nível (*level crossing rate – LCR*) e a duração média de desvanecimento (*average fade duration – AFD*), são outras importantes métricas aplicadas em algoritmos de *handoff*, códigos corretores de erros e cálculo de comprimento de pacotes [5].

1.4 Objetivos

Este trabalho se baseia no cumprimento dos seguintes objetivos:

- Explorar as estatísticas de canais de telecomunicações para a avaliação de futuras redes de telecomunicações;
- Analisar o funcionamento das redes de comunicação sem fio, bem como suas características de funcionamento em função de seus parâmetros de rede, do desvanecimento no canal e da perda da intensidade do sinal em função da distância;
- Explorar os sistemas de rádio cognitivo, avaliando o desempenho de sistemas com compartilhamento de espectro em canais desvanecidos;
- Avaliar, por meio de um estudo detalhado, os limites de capacidade em canais AWGN, a capacidade ergódica e a capacidade de *outage* de redes de comunicação operando na faixa de ondas milimétricas;
- Analisar a probabilidade de *outage*, a capacidade limitada ao atraso e a capacidade ergódica de sistemas de comunicação operando em compartilhamento espectral, avaliando a interferência de uma rede secundária no enlace primário;
- Fornecer uma análise ampla da capacidade do canal em redes de comunicação móvel futuras.

1.5 Estrutura do Trabalho

Este trabalho foi estruturado em seis capítulos que buscam, individualmente, a consecução de objetivos específicos, mas, de forma conjunta, permitem que o objetivo apresentado anteriormente seja atingido.

Os Capítulos 2 e 3 tratam, essencialmente, da revisão bibliográfica do trabalho e foram elaborados em prol do fornecimento de informações úteis à compreensão completa da análise proposta. No Capítulo 2, discute-se o estado da arte em canais de comunicação sem fio, que permite a identificação das características de canais de comunicação e a exploração dos objetivos propostos. Seus parâmetros, suas características e seus modelos estatísticos são apresentados, uma vez que se encaixam adequadamente ao engajamento acadêmico do trabalho.

O Capítulo 3 fornece a contextualização dos recentes avanços dos sistemas de comunicação sem fio e das futuras perspectivas tecnológicas das redes de comunicação móveis. São apresentadas as características mais importantes de sistemas de comunicação em ondas milimétricas, além da exposição conceitual dos sistemas de rádio cognitivo, tratando dos aspectos gerais do sensoriamento espectral e explorando com mais detalhes o compartilhamento espectral.

Com o auxílio do embasamento teórico previamente fornecido, no Capítulo 4 são apresentados a metodologia utilizada e os resultados referentes à análise da capacidade de canais α - μ e κ - μ em sistemas operando em ondas milimétricas. Este capítulo apresenta detalhadamente a descrição do estudo analítico da capacidade de redes com larguras de banda disponíveis de até 1 GHz. São exploradas a capacidade em canais com ruído aditivo Gaussiano branco (*Additive white Gaussian noise – AWGN*), a capacidade ergódica e a capacidade de *outage* em redes GPRS, UMTS, LTE e em mmW. Por fim os resultados obtidos são ilustrados graficamente, auxiliando a visualização das contribuições deste estudo. A avaliação de sistemas que disponibilizam enormes larguras de banda é útil para o fornecimento de embasamento teórico que fundamenta a implementação futura destas redes.

De posse de todo o embasamento teórico fornecido pelos capítulos de revisão bibliográfica, o Capítulo 5 destina-se a descrever os resultados obtidos no estudo da capacidade de sistemas de compartilhamento de espectro em canais com desvanecimento η - μ . Exploram-se a probabilidade de *outage*, a capacidade limitada ao atraso e a capacidade ergódica de uma rede de rádio cognitivo em compartilhamento espectral. Os resultados são detalhados graficamente de

maneira que se possa avaliar coerentemente a validade e a qualidade dos resultados obtidos. Idealiza-se que, até esta etapa de estudo, todos os conceitos relativos à análise da capacidade das futuras redes de telecomunicações estejam estabelecidos.

Finalmente, o Capítulo 6 destina-se ao registro das conclusões finais do trabalho e das principais contribuições deste ao estudo da capacidade das futuras redes de telecomunicações, e à indicação de sugestões para o desenvolvimento de trabalhos futuros que acrescentem valor ao estudo explorado.

2 Modelagem do Canal de Comunicação Sem Fio

O correto entendimento do que se define por canal de comunicação sem fio é parte essencial para a compreensão do funcionamento, projeto e análise de qualquer sistema de comunicação sem fio, quer seja para telefones móveis celulares, para transmissão de rádio ou para sistemas móveis via satélite.

A arquitetura de um sistema de comunicação genérico é ilustrado na Figura 2.1. Este modelo sistêmico foi originalmente descrito por Claude Shannon [6].

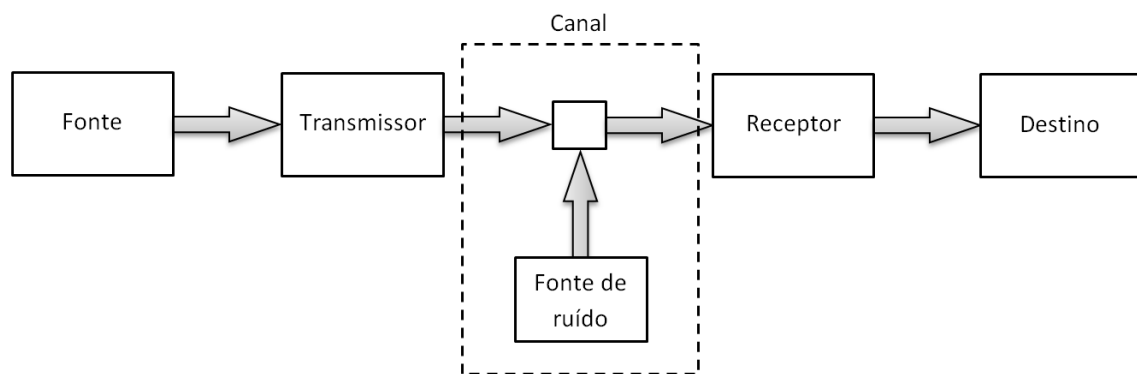


Figura 2.1: Arquitetura de um sistema de comunicação genérico. Adaptado de [6].

O funcionamento de um sistema de comunicação genérico se baseia no tráfego de informações por um meio, denominado canal. Uma fonte de informações envia dados para um receptor. Os dados são convertidos num sinal adequado para o envio pelo transmissor e são então enviados através do canal de comunicação. O canal é um elemento do sistema de comunicação entendido como o meio pelo qual a mensagem, o dado ou a informação trafega. É o elemento de conexão entre o dispositivo transmissor e o dispositivo receptor de dados. Em sistemas de comunicação sem fio o canal de comunicação é o espaço compreendido entre o transmissor e o receptor.

Para transferir informações por meio de canais de comunicação sem fio, os sistemas devem adicionar componentes de interface para coordenar a recepção e entrega de dados. A maioria dos sistemas transmissores e receptores produzem e fornecem, respectivamente, sinais digitais, enquanto os canais de telecomunicações transmitem os sinais de forma analógica [7], conforme ilustrado na Figura 2.2. Assim, o tratamento e o estudo referentes ao canal de comunicação

pressupõem que o sinal que se propaga neste meio é analógico.

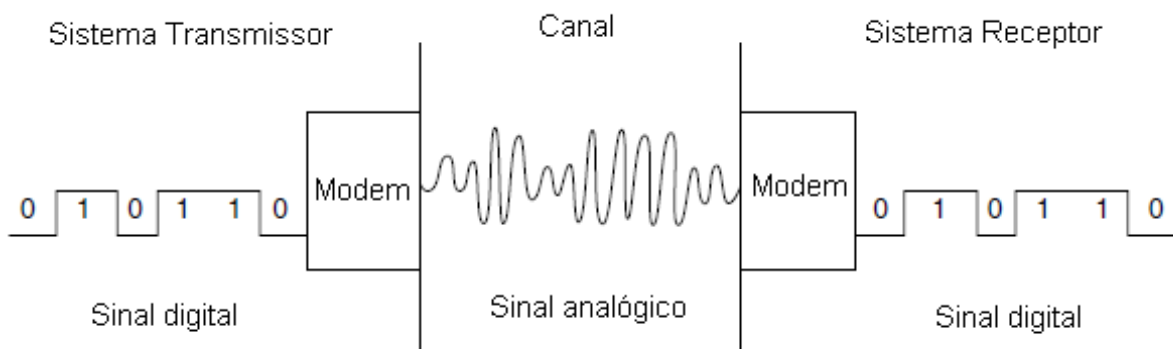


Figura 2.2: Sistema de comunicação sem fio. Adaptado de [7].

O canal de comunicação de sistemas de telecomunicações submete o sinal a condições de degradação tais que impõem limites fundamentais para o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. O percurso do sinal entre o sistema transmissor e o sistema receptor varia em termos de complexidade, alterando seus aspectos ambientais intrínsecos desde uma simples linha de visada, entre transmissor e receptor, até uma situação ambiental que disponha de obstruções por prédios, montanhas, vegetação, dentre outros elementos próprios do meio. Diferentemente dos canais estacionários e previsíveis, os canais de rádio são aleatórios, muito mais complexos, de difícil análise e de difícil previsão [8]. Portanto, devido ao grande número de fatores que influenciam a propagação do sinal, ele é tratado de maneira estocástica¹ e com base em medições e detalhamento específico para o sistema em análise.

O próprio canal pode modificar o sinal que carrega a informação, de maneira probabilisticamente previsível, para o receptor, de modo que o receptor tem de ser concebido de forma a superar corretivamente estas modificações, ou interferências, do canal e, portanto entregar a informação ao seu destino final com o mínimo de erros ou distorções possível.

Esta representação é aplicável a todos os tipos de sistemas de comunicação, sem fios, ou não. Em canais de comunicação sem fios, especificamente, as fontes de ruído, ou interferência, podem ser subdivididas em fontes de efeitos multiplicativos e fontes de efeitos aditivos [10], conforme mostrado na Figura 2.3. O ruído aditivo surge do ruído gerado dentro do próprio receptor, tais como ruído térmico em componentes passivos e ativos bem como a partir de fontes

¹Processo estocástico ou aleatório é um conjunto de variáveis aleatórias que representam a evolução de algum sistema que apresenta valores aleatórios ao longo do tempo [9].

externas, como os efeitos atmosféricos, a radiação cósmica e as interferências de outros transmissores. Algumas destas interferências podem ser introduzidas intencionalmente no canal de comunicação, mas devem ser cuidadosamente controladas, por exemplo, quando os canais são compartilhados ou reutilizados, a fim de maximizar a capacidade de um sistema rádio celular.

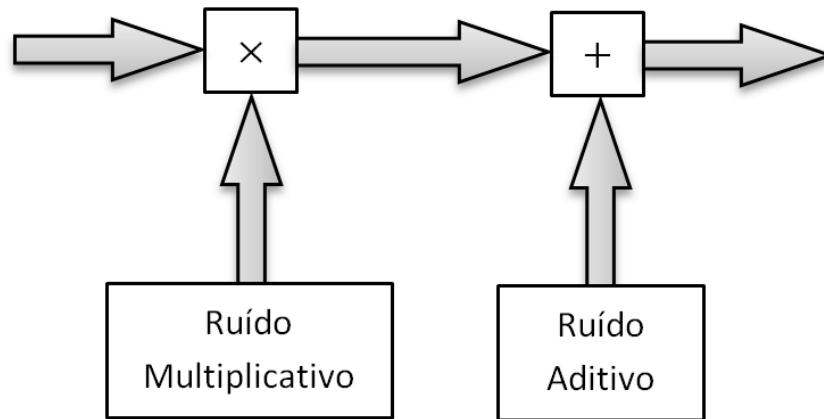


Figura 2.3: Tipos de ruído em canais de comunicação sem fio. Adaptado de [10].

O ruído multiplicativo surge a partir dos diversos processos pelos quais as ondas propagantes são submetidas, no percurso entre a antena transmissora e a antena receptora, o enlace de comunicação sem fio. Os principais processos responsáveis pelo surgimento do ruído multiplicativo no canal são os seguintes [10]:

- Características direcionais de ambas as antenas transmissora e receptora;
- Reflexão;
- Absorção;
- Espalhamento;
- Difração;
- Refração;

É convencional, para aprofundar a compreensão e o senso investigativo a respeito do ruído multiplicativo e da variação de qualidade do sinal de informação, detalhar e subdividir os processos multiplicativos de interferência do canal em três fenômenos de degradação: a perda de

percurso (*path loss*), o desvanecimento em larga escala ou sombreamento e o desvanecimento em pequena escala ou perda de multipercurso. Todos estes processos variam de acordo com as posições relativas da antena transmissora e da antena receptora e com as alterações do canal. A Figura 2.4, ilustra esquematicamente o sistema de comunicação sem fio e as interferências de canal de efeito multiplicativo e aditivo.

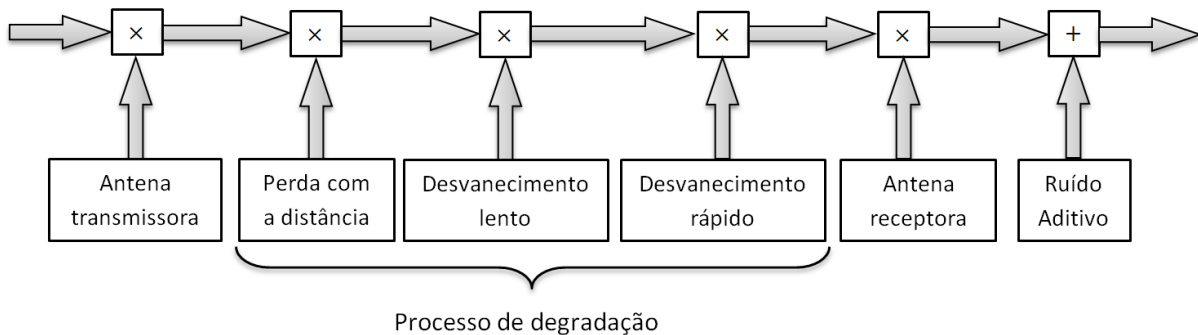


Figura 2.4: Contribuição do ruído no sistema. Adaptado de [10].

Na Figura 2.5 é possível distinguir três comportamentos distintos – tipicamente observados em sinais de radiofrequência – na curva ilustrativa de um sinal eletromagnético em função da distância. As flutuações rápidas do sinal representam o desvanecimento em pequena escala, associadas às reflexões da onda propagante e o efeito da multiplicidade de percursos (efeito de multipercurso²). À variação mais suave e lenta dá-se a denominação de desvanecimento em larga escala, associado ao sombreamento por obstáculos. Além destes dois comportamentos do sinal há ainda, naturalmente, a tendência de queda da intensidade do sinal – perda com o percurso – segundo determinado expoente de atenuação com a distância, que varia conforme o ambiente.

2.1 Modelos de propagação

O canal de comunicação e seus efeitos sobre os dados que se propagam no enlace de comunicação são seguidamente explorados, estudados e analisados, a fim de se aprimorar o conhecimento a respeito de como o sinal se comporta durante sua propagação e de como o canal

²Efeito relativo ao surgimento de múltiplas réplicas do sinal transmitido, devido a reflexões, que chegam com diferentes atenuações e diferentes atrasos ao receptor, sendo somados em sua antena.

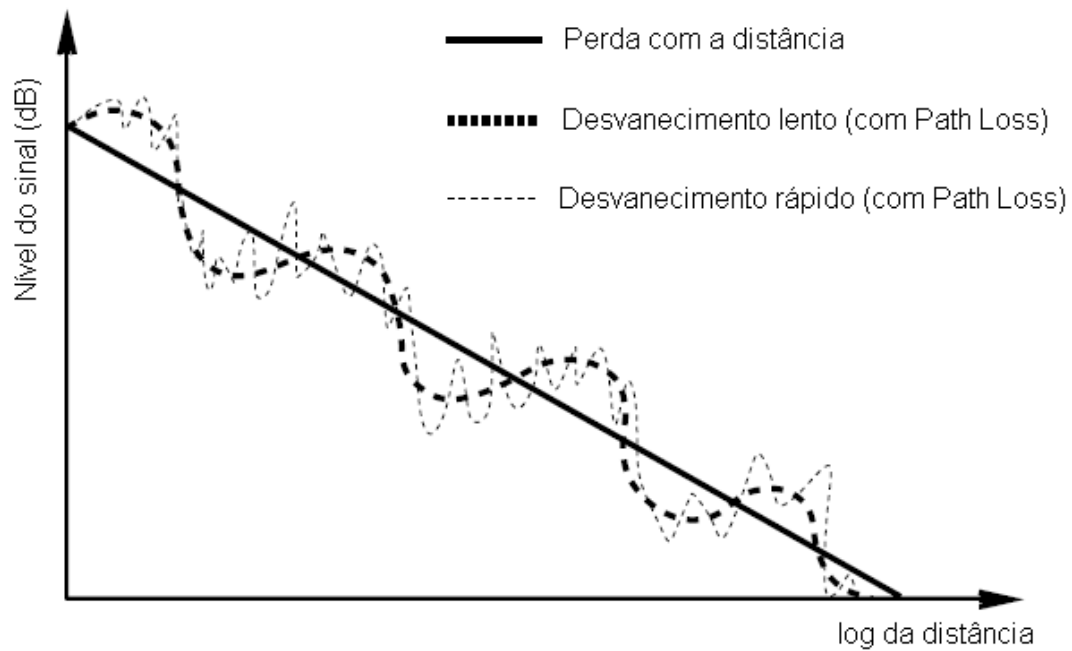


Figura 2.5: Curva de comportamento do sinal em função da distância. Adaptado de [10].

irá interferir na comunicação. O objetivo de se propor modelos de canal ou de propagação, subdivididos em modelos de desvanecimento em larga escala, modelos de desvanecimento em pequena escala e modelos de perda com o percurso, é de se pré-determinar deterministicamente, para o caso de modelos determinísticos, ou probabilisticamente, em relação aos modelos probabilísticos, como o sinal eletromagnético se comportará, qual a severidade da interferência a qual o sinal será submetido e qual será a intensidade do sinal no enlace de comunicação.

Os modelos determinísticos são modelos matemáticos que determinam os resultados, de maneira exata, a partir dos parâmetros inicialmente considerados [11]. Muitas vezes, a complexidade e a variabilidade do canal de rádio tornam difícil a obtenção de um modelo de canal determinístico preciso e o sinal é, então, tratado de forma estocástica. Para estes casos, modelos probabilísticos são frequentemente utilizados [12]. Modelos probabilísticos são apropriadamente utilizados para caracterizar a interferência construtiva e destrutiva de sinais recebidos, provenientes de múltiplos percursos, situação típica de sistemas de comunicação sem fio.

O objetivo dos modelos de propagação é, muitas vezes, determinar a probabilidade do desempenho de um sistema de comunicação ou de outro sistema que é dependente de propagação de ondas eletromagnéticas. É um fator importante no planejamento de redes de comunicação sem fio. Modela-se, por meio de equações probabilísticas, a intensidade do sinal de comunicação que se propaga em um enlace entre antenas transmissoras e antenas receptoras. Se a

modelagem é muito conservadora, ou seja, tende a representar um canal muito interferente, que atua severamente na degradação do sinal, custos excessivos podem ser estimados, uma vez que necessitar-se-á de um sistema mais robusto para que a comunicação se torne efetiva. Enquanto que modelagens demasiado liberais, ou seja, que não preveem o real potencial de interferência do canal de propagação, podem resultar projetos de sistemas de comunicação ineficientes [13]. Assim, a fidelidade da modelagem deve caber à aplicação pretendida, por meio da utilização de modelos adequadamente representativos, para que as previsões de projeto se materializem no sistema de comunicação sem fio.

Dentro do planejamento de sistemas de comunicação, a modelagem do canal de propagação é fundamental para prever a intensidade do sinal recebido no dispositivo destino do enlace de comunicação. Além da interferência causada na intensidade do sinal, existem outras características do canal que podem degradar o desempenho da comunicação. Estas deficiências incluem a dispersão do sinal e o conseqüente atraso de propagação. Estes efeitos devem ser considerados pelos projetistas de equipamentos de telecomunicações, mas geralmente não são considerados como parte do planejamento do enlace de comunicação [13].

A modelagem de canal, que visa caracterizar as flutuações experimentadas pelo sinal durante sua propagação, é extremamente importante para o estudo de sistemas de comunicação sem fio. As variações ou flutuações da intensidade do sinal em longo prazo, ou seja, o desvanecimento do sinal em larga escala é comumente descrito pelas distribuições Lognormal e Gamma [14], enquanto que as variações de curto prazo, também referenciadas como desvanecimento em pequena escala, são comumente modeladas por várias outras distribuições, tais como Rayleigh [15], Rice [16], Nakagami- m [17], Hoyt [18] e Weibull [19].

As distribuições supracitadas são vastamente utilizadas para caracterizar canais de rádio móveis³. Tais modelos diferem entre si à medida que se propõem à modelagem e à caracterização do comportamento de sinais submetidos a diferentes ambientes de propagação e são escolhidos conforme o melhor ajuste às medidas de campo. Em geral, as estatísticas do canal de rádio móvel podem ser bem caracterizadas pelo modelo de Nakagami- m , porém há situações em que outras distribuições – Hoyt, Rice e Weibull – se ajustam melhor às situações de campo as quais os sistemas são submetidos [20–22]. Há, porém, situações em que nenhuma destas distribuições tradicionais se ajusta bem aos dados experimentais, embora caracterizem moderadamente

³Canais de sistemas de telecomunicações com dispositivos móveis.

o comportamento do sinal em situações específicas [5].

Em um período de evolução científica recente, novas distribuições, que modelam o desvanecimento ao qual o sinal está submetido, foram propostas com o intuito de prover uma caracterização estatística mais realística do canal de rádio móvel – distribuições α - μ , κ - μ e η - μ [23,24]. Por apresentarem um grau de liberdade a mais do que as distribuições tradicionais, uma maior flexibilidade é obtida, possibilitando assim um melhor ajuste aos dados experimentais.

2.1.1 Perda de percurso (*Path Loss*)

A perda de percurso, em grande escala, é causada pela atenuação do sinal ao longo do percurso entre transmissor e receptor. Esse enfraquecimento efetivo da intensidade do sinal é resultado de um grande número de fatores, tais como as características do sistema radiante, ambiente de propagação, frequência de operação, distância entre transmissor e receptor, entre outros. As variações e atenuações em grande escala são observáveis através de grandes distâncias (dezenas de metros) e, tipicamente, são modeladas como variáveis aleatórias em ambientes com obstáculos [25].

A perda de percurso entre um par de antenas é a razão entre a potência transmitida e a potência recebida, geralmente expressa em decibéis. Esta métrica inclui todos os elementos possíveis de perda associados com as interações entre a onda de propagação e quaisquer objetos entre a transmissão e as antenas de recepção [10]. Esta perda é difícil medir diretamente, uma vez que várias perdas e ganhos no sistema de rádio também tem que ser considerado. Estes são melhor explicados por construção de um enlace, o que geralmente é o primeiro passo na análise de um sistema de comunicação sem fio. A fim de definir a perda de percurso adequadamente, os ganhos e perdas do sistema têm de ser considerados. Os elementos do enlace de telecomunicação e a perda da intensidade do sinal estão apresentados na Figura 2.6.

Os modelos de perda de percurso caracterizam, previamente, a atenuação da intensidade do sinal em função da distância entre a antena transmissora até determinado ponto de propagação do sinal. Os principais modelos de perda de percurso são o modelo de Friis, que modela a perda de intensidade do sinal que se propaga no espaço livre, o modelo Log da Distância, no qual a potência do sinal decresce logarithmicamente em função da distância, Okumura Hata, Cost, entre outros [10]. O modelo de propagação no espaço livre é utilizado para predição de potência do sinal recebido quando não existe obstáculo entre o transmissor e o receptor.

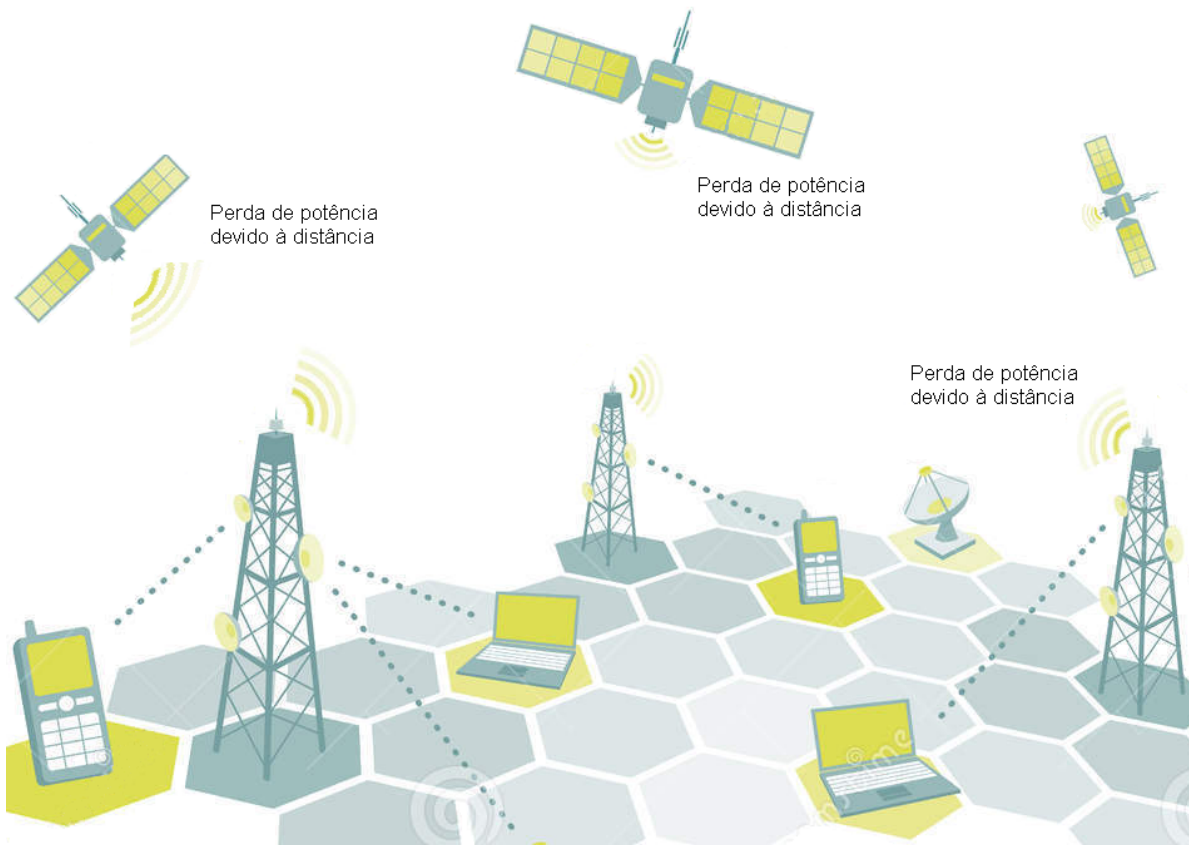


Figura 2.6: Atenuação da intensidade do sinal em função da distância.

2.1.1.1 Modelo de Friis

Seja um sinal transmitido através do espaço livre para um receptor localizado a uma distância d a partir do transmissor. Assumindo que não haja obstáculos entre o transmissor e o receptor e que o sinal se propaga ao longo de uma linha reta entre os dois. O modelo de canal, que caracteriza a perda de percurso, associado a este cenário, definido como cenário em linha-de-visada (*Line-of-Sight – LOS*), é implementado segundo o modelo de Friis [10], por meio da Equação 2.1.

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2, \quad (2.1)$$

sabendo que a perda com a distância é representada por $L_d = P_R/P_T$, G_T e G_R são os ganhos da antena transmissora e receptora, respectivamente, λ é o comprimento de onda e d é a distância entre as antenas [13].

O modelo de Friis permite a execução de ajustes empíricos para modelar situações ambientes diversificadas. Por exemplo, em situações urbanas em que existem fortes efeitos de multipercurso e em que não há uma clara linha de visada disponível, a fórmula pode ser generalizada e usada para estimar a razão média entre a potência recebida e a potência transmitida no enlace de comunicação, conforme

$$\frac{P_R}{P_T} \approx G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^n, \quad (2.2)$$

em que n é o expoente de perda e varia, tipicamente, entre 2 e 5.

2.1.2 Desvanecimento em pequena escala

O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes do sinal que chegam ao receptor, verificado a curtas distâncias ou pequenos intervalos de tempo. Tal comportamento é fruto da multiplicidade de percursos percorridos pelas várias componentes do sinal, que chegam ao receptor com diferentes amplitudes e defasagens entre si.

Quando o transmissor e o receptor estão rodeados de objetos que refletem e espalham a energia do sinal de dados transmitida pelo sistema transmissor, o sistema receptor recebe sinais a partir de diversos caminhos diferentes, o que caracteriza o chamado multipercurso. Existem dois tipos de ambientes de multipercurso, ambientes em que o caminho direto entre o transmissor e o receptor encontra-se bloqueado, ou seja, sem linha-de-visada (*Non Line-of-Sight – NLOS*), de forma que o sinal recebido é oriundo, especificamente, das componentes de multipercurso, conforme a Figura 2.7, e ambientes nos quais há a linha-de-visada (*Line-of-Sight – LOS*), nos quais o percurso entre as antenas de transmissão e recepção encontra-se livre de obstáculos, de forma que o receptor recebe um sinal dominante, de maior intensidade, que percorre um caminho, entre a antena transmissora e a antena receptora, sem obstáculos e recebe vários outros sinais de menor intensidade vindos dos múltiplos percursos [14], conforme a Figura 2.8.

Quando há um ambiente de multipercursos, cada uma das ondas recebidas pelo receptor pode possuir amplitude e fase diferentes e independentes das outras ondas, de forma que se pode associar a isto uma distribuição uniforme com igual probabilidade das amplitudes e fases terem qualquer valor. Os estudos feitos para modelar preditivamente as flutuações rápidas utilizam-se de métodos probabilísticos.

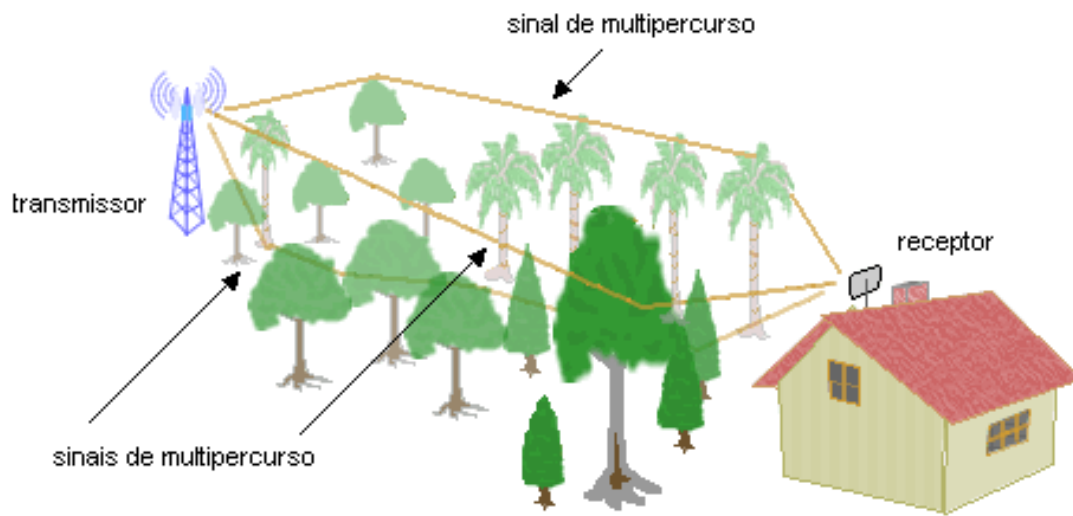


Figura 2.7: Propagação multipercurso sem linha de visada.

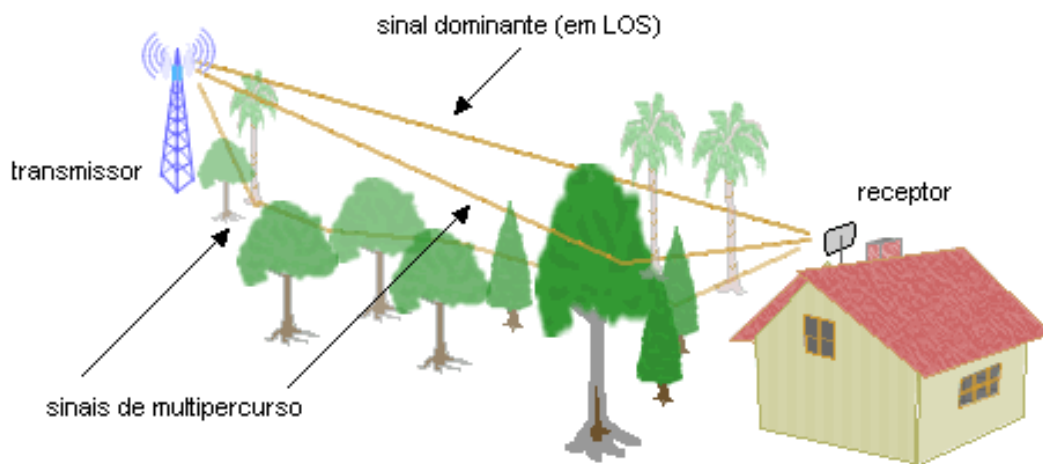


Figura 2.8: Propagação multipercurso com linha de visada.

2.1.2.1 Distribuição α - μ

A distribuição α - μ [23], que tem como casos particulares as distribuições de Rayleigh [15], Weibull [19] e Nakagami- m [17], foi proposta com o objetivo de explorar a não-linearidade do meio de propagação e caracterizar o número de *clusters*⁴ de ondas de multipercurso.

A distribuição α - μ considera um sinal composto de *clusters* de multipercurso propagando-se em um ambiente não-homogêneo, com as seguintes características do cluster de multipercurso: ondas com fases aleatórias, potências idênticas e atrasos de propagação similares. Nesta distribuição, a envoltória resultante é obtida de uma função não linear do somatório dos módulos das componentes de multipercurso, sendo esta não linearidade manifesta pelo parâmetro de potência $\alpha > 0$. Desta forma, o sinal resultante não é obtido simplesmente pela soma dos módulos das componentes espalhadas, mas sim os módulos elevados a certa potência.

Assim como o parâmetro m de Nakagami- m , o parâmetro μ também relaciona-se ao número de componentes do sinal, porém agora elevado à potência α , conforme a Equação 2.3.

$$\mu = \frac{E^2 [r^\alpha]}{V [r^\alpha]}. \quad (2.3)$$

Considerando que a variável aleatória $R \geq 0$ represente a envoltória⁵ do sinal submetido ao desvanecimento em pequena escala caracterizado pela distribuição α - μ , a função densidade de probabilidade, $f_R(r)$, em função da variável aleatória R , é expressa pela Equação 2.4, conforme [26].

$$f_R(r) = \frac{\alpha \mu^\mu}{\Gamma(\mu)} \frac{r^{\alpha\mu-1}}{\hat{r}^{\alpha\mu}} \exp\left(-\mu \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^\alpha\right), \quad (2.4)$$

em que considera-se $\Gamma(\cdot)$ a função Gamma [27] e $\hat{r} = \sqrt[\alpha]{E[R^\alpha]}$, sendo que $E[R]$ denota a média da variável R .

Tendo a densidade de probabilidade da envoltória do sinal, podemos, facilmente, encontrar a densidade de probabilidade da razão sinal-ruído (*Signal-to-noise ratio* – *SNR*) do sinal. Para isso, basta usar a identidade:

⁴Conjunto de sinais de multipercurso com características homogêneas; ângulos e defasagem similares.

⁵Intensidade do campo elétrico do sinal transmitido.

$$f_{\Gamma}(\gamma) = f_R(r) \frac{\partial r}{\partial \gamma}, \quad (2.5)$$

em que γ representa a relação sinal ruído, métrica que caracteriza a relação entre a potência do sinal de comunicação e a potência do ruído interferente. Desta forma obtém-se a PDF da SNR conforme a Equação 2.6, sendo que $\bar{\gamma}$ representa a relação sinal ruído média.

$$f_{\Gamma}(\gamma) = \frac{\alpha \mu^{\mu} \gamma^{\frac{\alpha \mu}{2} - 1}}{2 \Gamma(\mu) \bar{\gamma}^{\frac{\alpha \mu}{2}}} \exp \left(-\mu \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right). \quad (2.6)$$

A distribuição α - μ modela apropriadamente ambientes nos quais não há linha de visada entre o transmissor e o receptor do sinal. A generalidade desta distribuição favorece sua vasta aplicabilidade e proporciona o desenvolvimento de trabalhos e a exploração de estatísticas do canal de rádio móvel mais abrangentes. As Figuras 2.9 e 2.10 ilustram as PDFs para diferentes valores de α e μ .

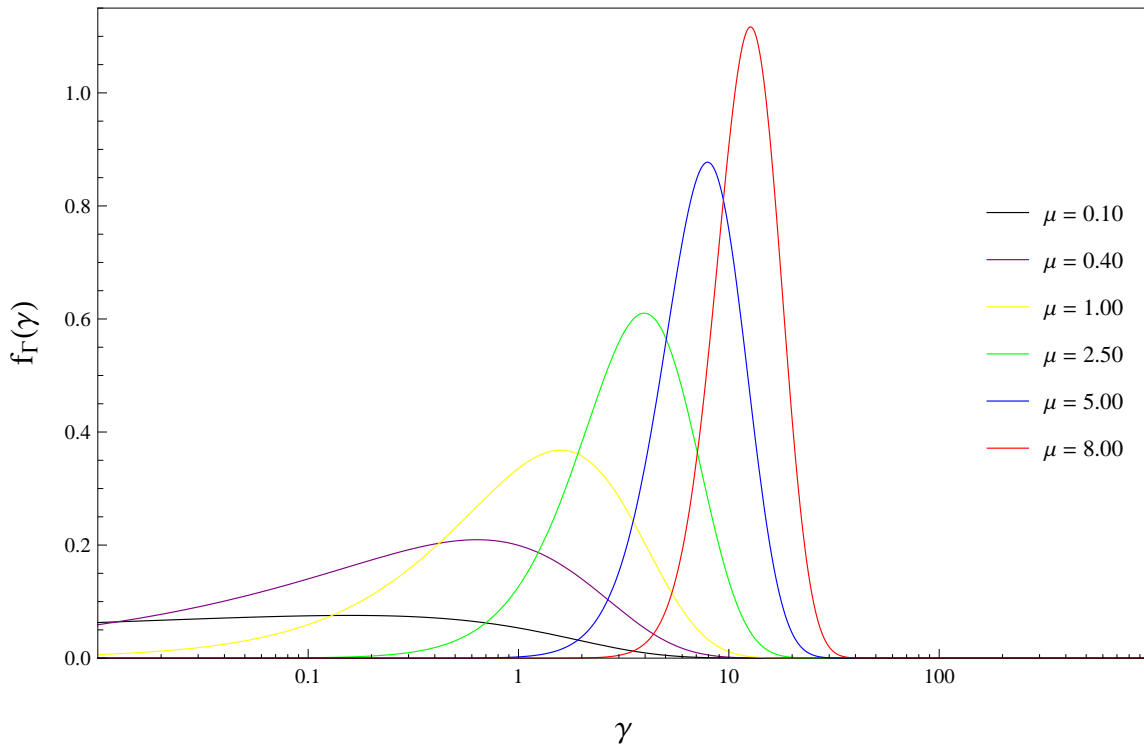


Figura 2.9: Função Densidade de Probabilidade α - μ com $\alpha = 2$.

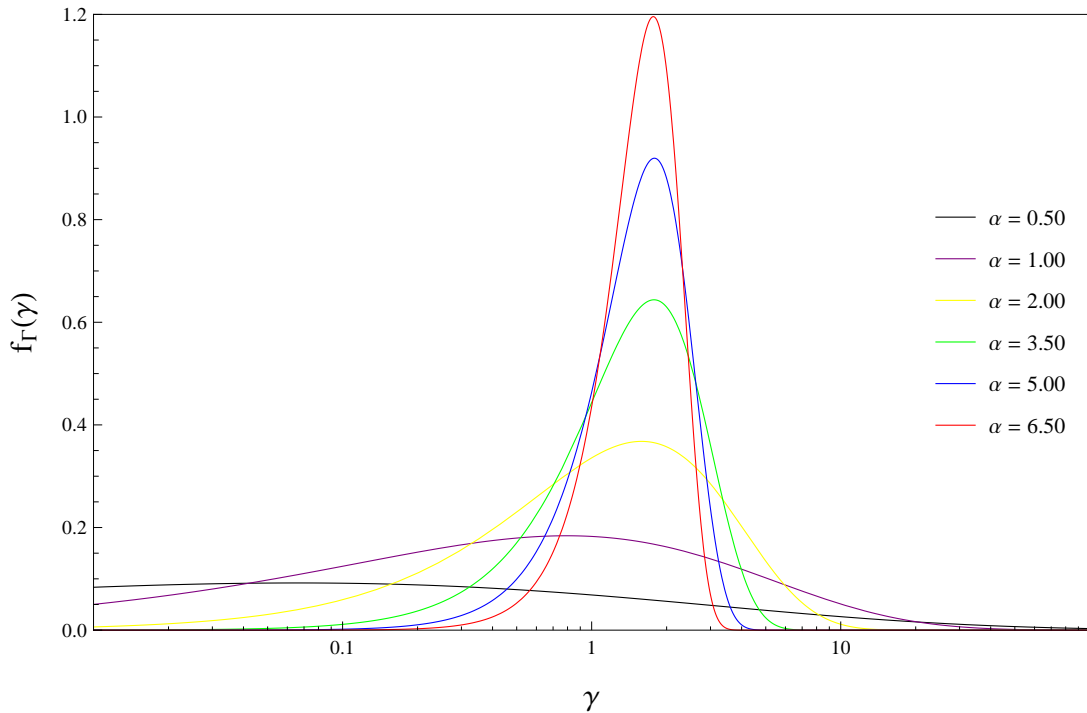


Figura 2.10: Função Densidade de Probabilidade α - μ com $\mu = 1$.

O comportamento das curvas em função dos parâmetros α e μ traduz o efeito da variação dos parâmetros na modelagem pretendida. O aumento do valor do parâmetro μ torna a distribuição mais determinística, o que em efeitos reais do sinal, torna-o menos aleatório, favorecendo à predição do sinal pelo sistema receptor. Com o aumento do valor do parâmetro μ , o sinal a ser recebido conta com mais componentes de multipercurso, que somadas, reduzem a intensidade do ruído branco Gaussiano aditivo, intrínseco ao sistema, que possui média zero. A acentuação do parâmetro α , por sua vez, também beneficia o aspecto determinístico de predição do canal.

A Tabela 2.1 apresenta esquematicamente os valores dos parâmetros da distribuição α - μ que permitem a obtenção de outras distribuições.

Tabela 2.1: Valores de α e μ para obtenção de outras distribuições.

Valor do Parâmetro		Distribuição Obtida
α	μ	
2	1	Rayleigh
2	m	Nakagami- m
1	-	Weibull

2.1.2.2 Distribuição κ - μ

O modelo de desvanecimento da distribuição κ - μ , proposto em [24], considera que os *clusters* de multipercurso são constituídos por ondas espalhadas com potências idênticas. Dentro de cada um destes *clusters*, há também uma componente dominante com uma potência arbitrária. Sendo assim, a distribuição κ - μ , que tem como casos particulares Rayleigh, Rice e Nakagami- m , foi proposta com o intuito de modelar sinais propagando em ambientes com linha de visada.

O parâmetro $\kappa > 0$, é definido como a razão entre a potência total das componentes dominantes e a potência total das ondas espalhadas. Por fim, considera-se a existência do fenômeno de clusters de multipercurso, descrito pelo parâmetro $\mu > 0$. Os parâmetros κ e μ podem ser estimados conforme [24], segundo as Equações 2.7 e 2.8.

$$\kappa^{-1} = \frac{\sqrt{2}(E[\rho^4] - 1)}{\sqrt{2E^2[\rho^4] - E[\rho^4] - E[\rho^6]}} - 2, \quad (2.7)$$

$$\mu = \frac{E^2[r^2]}{V[r^2]} \frac{1 + 2\kappa}{(1 + \kappa)^2}, \quad (2.8)$$

em que ρ representa a envoltória normalizada.

Considerando que a variável aleatória $R \geq 0$ represente a envoltória do sinal, submetido ao desvanecimento em pequena escala caracterizado pela distribuição κ - μ , a função densidade de probabilidade, $f_R(r)$, em função da variável aleatória R , é expressa pela Equação 2.9, conforme [24].

$$f_R(r) = \frac{2\mu(1 + \kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\kappa\mu)} \frac{1}{\hat{r}} \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^\mu \exp\left(\mu(1 + \kappa) \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right) I_{\mu-1}\left(2\mu\sqrt{\kappa(1 + \kappa)} \frac{r}{\hat{r}}\right), \quad (2.9)$$

em que $I_\nu(\cdot)$ é a função Bessel modificada de primeiro tipo e ordem ν e $\hat{r} = \sqrt{E[R^2]}$, sendo que $E[R]$ denota a média da variável R .

De posse da densidade de probabilidade da envoltória do sinal, pode-se, encontrar a densidade de probabilidade da razão sinal-ruído do sinal. Para isso, basta usar a identidade fornecida pela Equação 2.5. Desta forma, obtém-se a PDF da SNR conforme a Equação 2.10.

$$f_\Gamma(\gamma) = \frac{\mu(1 + \kappa)^{\mu+\frac{1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp(\kappa\mu)} \frac{\gamma^{\frac{\mu-1}{2}}}{\gamma^{\frac{\mu+1}{2}}} \exp\left(-\mu(1 + \kappa) \frac{\gamma}{\gamma}\right) I_{\mu-1}\left(2\mu\sqrt{\kappa(1 + \kappa)} \frac{\gamma}{\gamma}\right). \quad (2.10)$$

As Figuras 2.11 e 2.12 ilustram as PDFs para diferentes valores de κ e μ .

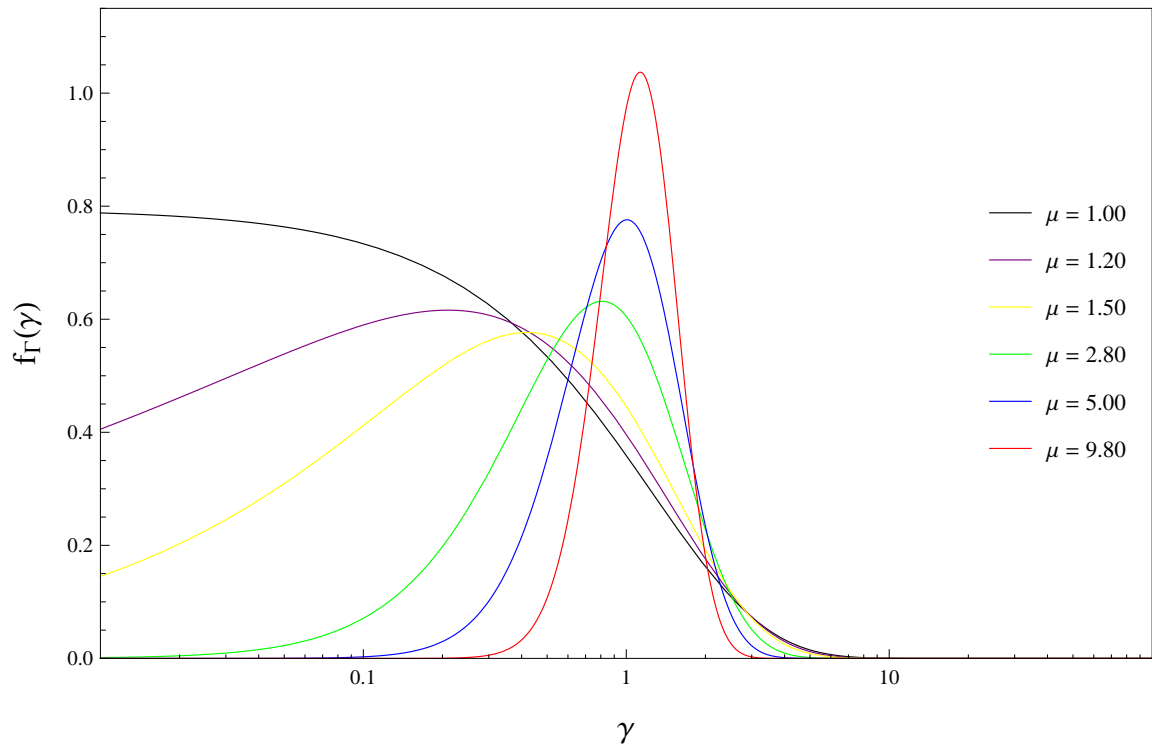


Figura 2.11: Função Densidade de Probabilidade κ - μ com $\kappa \rightarrow 0$.

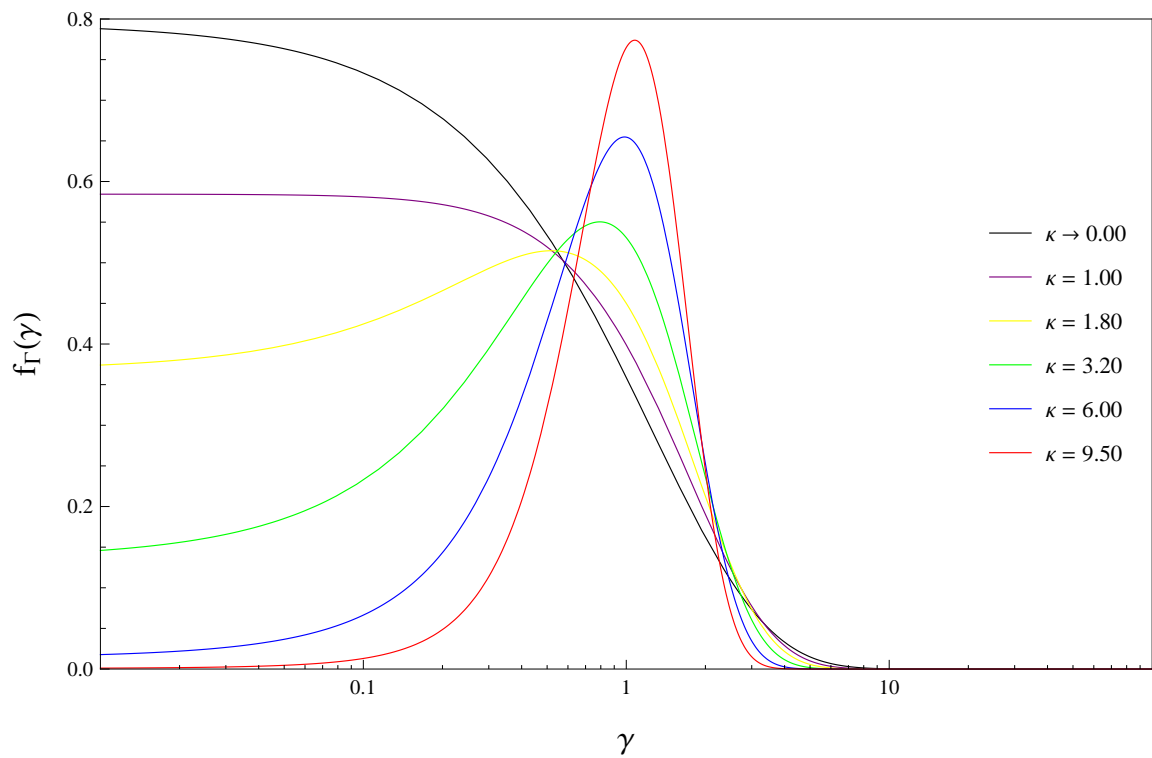


Figura 2.12: Função Densidade de Probabilidade κ - μ com $\mu = 1$.

A variação dos parâmetros κ e μ ilustra o comportamento das curvas de distribuição. Assim como na distribuição α - μ , o aumento do valor do parâmetro μ , na distribuição κ - μ , torna a distribuição seja mais determinística, ou menos aleatória, favorecendo à predição do sinal pelo sistema receptor. O aumento do parâmetro κ , por sua vez, também beneficia o aspecto determinístico de predição do canal, uma vez que seu aumento traduz o aumento da intensidade da componente dominante em relação às componentes de multipercurso.

A Tabela 2.2 apresenta esquematicamente os valores dos parâmetros da distribuição κ - μ que permitem a obtenção de outras distribuições.

Tabela 2.2: Valores de κ e μ para obtenção de outras distribuições.

Valor do Parâmetro		Distribuição Obtida
κ	μ	
$\rightarrow 0$	1	Rayleigh
$\rightarrow 0$	m	Nakagami- m
k	1	Rice

Assim como a distribuição κ - μ , as distribuições de Rayleigh [15], Nakagami- m [17] e Rice [16] são modelos de canal que caracterizam as flutuações rápidas do sinal submetido a um ambiente de multipercurso e, no caso específico da distribuição de Rice, considera-se que há linha de visada no sistema.

2.1.2.3 Distribuição η - μ

Com o objetivo de explorar tanto o desbalanceamento de potência entre as componentes em fase e em quadratura de cada *cluster* das ondas de multipercurso como a correlação entre as mesmas, a distribuição η - μ , que inclui Rayleigh, Hoyt e Nakagami- m como casos especiais, foi proposta em [24] em dois formatos, correspondendo assim a dois modelos físicos [5]. No formato 1, as componentes em fase e em quadratura do sinal de cada um dos *cluster* são independentes, porém possuem potências distintas. No formato 2, as componentes em fase e em quadratura do sinal de cada um dos clusters são correlacionadas, porém possuem potências idênticas.

No formato 1, o parâmetro η varia entre 0 e infinito, $0 < \eta < \infty$, ainda têm-se que $h = \frac{2+\eta^{-1}+\eta}{4}$ e $H = \frac{\eta^{-1}-\eta}{4}$. O formato 2 possui permite ao parâmetro η a variação entre -1 e 1, $-1 < \eta < 1$ e, complementarmente, $h = \frac{1}{1-\eta^2}$ e $H = \frac{\eta}{1-\eta^2}$. O parâmetro η representa a razão das componentes em fase e em quadratura em cenários não homogêneos. Nos dois formatos, considera-se a existência do fenômeno de *clusters* de multipercurso, descrito pelo parâmetro $\mu > 0$.

A distribuição η - μ modela apropriadamente ambientes não homogêneos e nos quais não há linha de visada entre o transmissor e o receptor do sinal.

Considerando que a variável aleatória $R \geq 0$ represente a envoltória do sinal submetido ao desvanecimento em pequena escala caracterizado pela distribuição η - μ , a PDF, $f_R(r)$, em função da variável aleatória R , é expressa pela Equação 2.11, conforme [24].

$$f_R(r) = \frac{4\sqrt{\pi} \mu^{\mu+\frac{1}{2}} h^\mu}{H^{\mu-\frac{1}{2}} \Gamma(\mu) \hat{r}} \cdot \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^{2\mu} \exp\left(-2\mu h \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right) I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(2\mu H \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right). \quad (2.11)$$

De posse da densidade de probabilidade da envoltória do sinal, pode-se, encontrar a densidade de probabilidade da SNR do sinal. Para isso, basta usar a identidade fornecida pela Equação 2.5. Desta forma obtém-se a PDF da SNR conforme a Equação 2.12.

$$f_\Gamma(\gamma) = \frac{2\sqrt{\pi} \mu^{\mu+\frac{1}{2}} h^\mu}{H^{\mu-\frac{1}{2}} \Gamma(\mu)} \frac{\gamma^{\mu-\frac{1}{2}}}{\bar{\gamma}^{\mu+\frac{1}{2}}} \exp\left(-2\mu h \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(2\mu H \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right). \quad (2.12)$$

As Figuras 2.13 e 2.14 ilustram as PDFs para diferentes valores de η e μ .

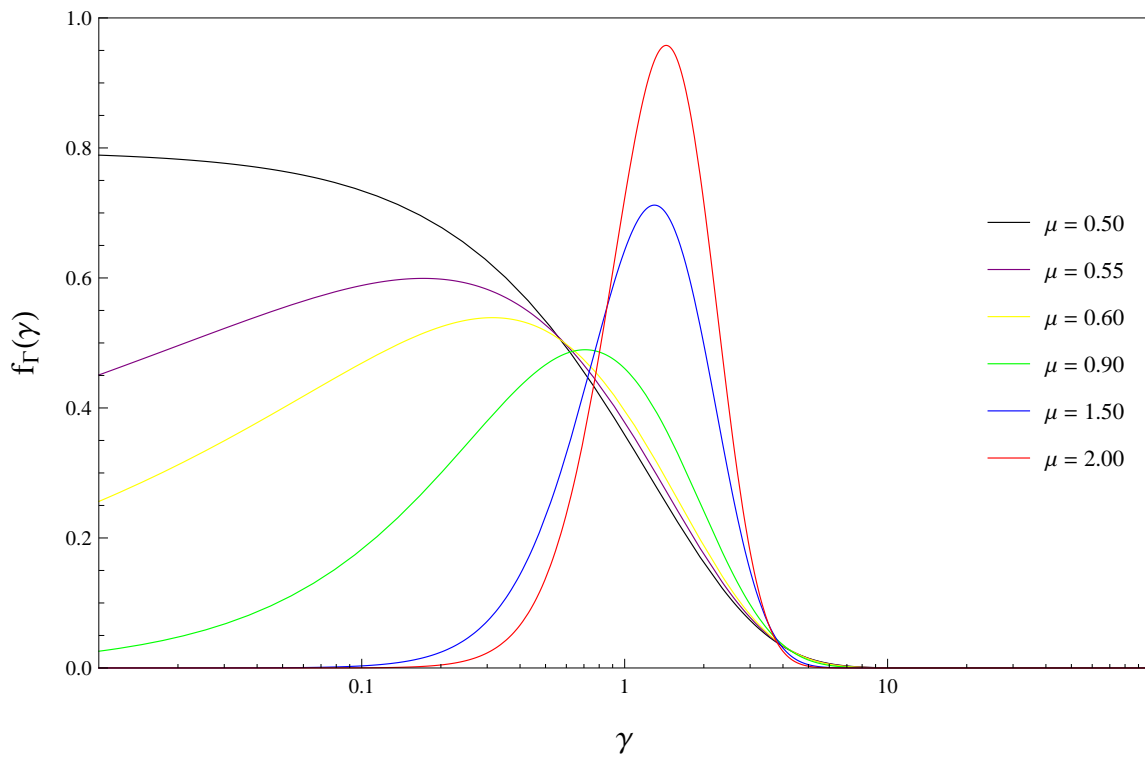


Figura 2.13: Função Densidade de Probabilidade η - μ com $\eta = 1$.

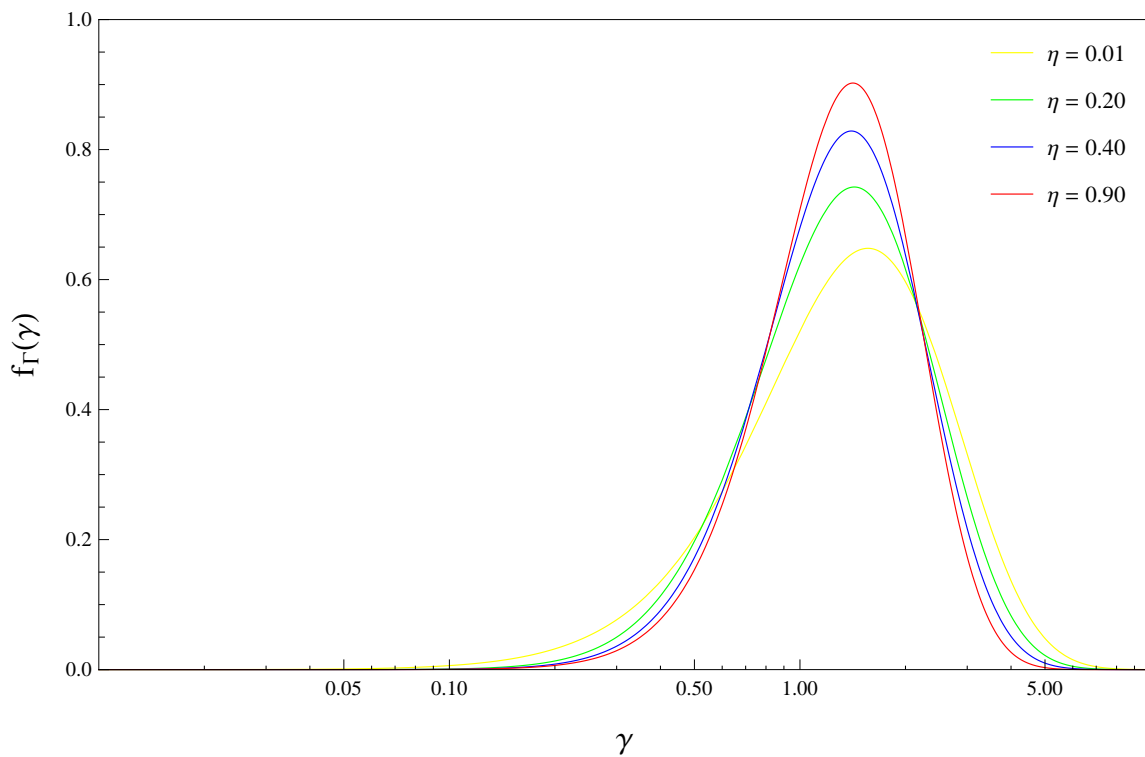


Figura 2.14: Função Densidade de Probabilidade η - μ com $\mu = 2$.

O comportamento das curvas em função dos parâmetros η e μ demonstra o efeito da variação dos parâmetros no modelo em análise. O aumento do valor do parâmetro μ caracteriza a distribuição de modo a torná-la mais determinística, o aumento do número de *clusters* de multipercurso favorece à predição do sinal pelo sistema receptor. O parâmetro η se comporta de modo semelhante, o aumento do parâmetro é responsável por tornar o sistema mais determinístico.

As Tabelas 2.3 e 2.4 apresenta esquematicamente os valores dos parâmetros da distribuição η - μ , nos formatos 1 e 2, respectivamente, que permitem a obtenção de outras distribuições.

Tabela 2.3: Valores de η e μ para obtenção de outras distribuições - Formato 1.

Valor do Parâmetro		Distribuição Obtida
η	μ	
1	0.5	Rayleigh
0	m	Nakagami- m
$b = \frac{\eta-1}{\eta+1}$	0.5	Hoyt

Tabela 2.4: Valores de η e μ para obtenção de outras distribuições - Formato 2.

Valor do Parâmetro		Distribuição Obtida
η	μ	
0	0.5	Rayleigh
1	m	Nakagami- m
$b = -\eta$	0.5	Hoyt

Assim como a distribuição η - μ , as distribuições de Rayleigh [15], Nakagami- m [17] e Hoyt [18] são modelos de canal que caracterizam as flutuações rápidas do sinal submetido a um ambiente de multipercurso.

2.2 Conclusões

Este capítulo se ateu a apresentação dos conceitos referentes ao canal de comunicação em sistemas de comunicação sem fio. Foram apresentados os tipos de ruído em canais de telecomunicações além das potenciais fontes destes elementos e da descrição de cada tipo de interferência ruidosa no sinal.

Por fim, o estudo explora a perda com a distância em propagação de sinais de redes de telecomunicações, especificando o modelo de Friis. Complementarmente, foram descritos modelos de desvanecimento generalizados, mais especificamente, os modelos de desvanecimento α - μ , κ - μ e η - μ , bem como seus casos especiais resultando as distribuições de Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Weibull e Hoyt. As distribuições apresentadas permitem que se façam as análises das redes de telecomunicações futuras em canais desvanecidos.

3 Ondas Milimétricas e Sistemas de Rádio Cognitivo

A comunicação sem fio é uma das áreas de pesquisa, de desenvolvimento tecnológico, mais ativas dos últimos tempos. Esta evolução é impulsionada, principalmente, pela transformação dos elementos que constituem a infra-estrutura das redes de telecomunicações, geram suporte aos serviços de telefonia móvel e promovem o desenvolvimento necessário para apoiar outros serviços, tais como a transmissão de vídeo, imagens, texto e dados em geral. Assim, semelhante ao desenvolvimento da capacidade do serviço de telefonia fixa, na década de 1990, a demanda por novas capacidades, em sistemas de comunicação sem fio, cresce a um ritmo muito acelerado [28]. A crescente demanda por comunicação sem fio faz com que seja importante determinar os limites de capacidade destes canais.

Os limites de capacidade de canal determinam as taxas máximas de dados que podem ser transmitidas por meio de canais sem fio com pequena probabilidade assintótica de erro, assumindo que não há restrições em atraso ou na complexidade do codificador e do decodificador [12]. O estudo da capacidade do canal foi iniciado por Claude Shannon, no final de 1940, usando uma teoria matemática da comunicação baseada na noção de informação mútua entre a entrada e a saída de um canal [6, 29, 30].

Embora ainda haja um grande número de problemas técnicos a serem resolvidos em sistemas de comunicação cabeados, a demanda por maiores capacidades de transmissão nestes sistemas pode ser cumprida em grande parte com a adição de novas infra-estruturas, como fibras ópticas adicionais, roteadores, *switches*, dentre outros elementos de *hardware*.

Por outro lado, considerável esforço de pesquisa, nos últimos anos, tem se destinado a desenvolver sistemas de comunicação sem fio com maiores capacidades, geralmente, por meio da implantação de redes sem fio mais inteligentes [28]. Um aspecto chave desta tendência tecnológica tem sido o desenvolvimento de novas técnicas de transmissão de sinais e métodos de processamento avançado do sinal receptor, que permitem aumentos significativos na capacidade dos sistemas sem fio sem concomitantes aumentos nos requisitos de largura de banda ou de energia [31, 32]. É um método pelo qual prestadoras de serviços de telecomunicações tendem

a evitar o dispendioso processo de introdução de novos dispositivos de *hardware*. Sob outra perspectiva, a evolução tecnológica que proporcione o aumento da largura de banda disponível para o tráfego de dados, em sistemas de comunicação sem fio, é indispensável para a complementação do desenvolvimento e aumento da capacidade dos sistemas de telecomunicação.

Além da constante demanda por capacidade, os sistemas de comunicação sem fio enfrentam questões relacionadas à escassez do espectro de radiofrequência. O crescimento rápido das comunicações sem fio tem contribuído para uma enorme demanda sobre a implantação de novos serviços, tanto no espectro de frequências licenciadas e quanto em relação às não licenciadas. No entanto, estudos recentes mostram que a política de atribuição fixa de espectro, imposta atualmente, resulta na má e ineficaz utilização do espectro [33]. Para resolver este problema, os sistemas de rádios inteligentes emergiram como uma promissora tecnologia que permite o acesso a bandas de frequência não ocupadas, chamadas de espaço em branco ou lacunas de espectro, em períodos oportunos, aumentando assim a eficiência da utilização do espectro.

Estes dois segmentos de desenvolvimento tecnológico – redes de comunicação sem fio inteligentes e sistemas com maior largura de banda disponível – estão presentes na evolução dos sistemas de telecomunicações, principalmente em relação aos sistemas móveis. A perspectiva da tendência tecnológica das futuras redes de comunicação sem fio é a implementação de redes de comunicação inteligentes por meio de rádios cognitivos, que possibilitem o sensoriamento e, respectivamente, o compartilhamento do espectro, tornando o uso do espectro eletromagnético mais eficiente; e a implementação de redes que proporcionem o aumento da largura de banda disponível para o tráfego de dados, como os futuros sistemas de ondas milimétricas.

Redes móveis sem fio têm tido notável desenvolvimento nos últimos anos. O crescimento da indústria de telecomunicações tem sido muito acentuado, principalmente, devido à alta demanda imposta pelos usuários. Durante a evolução da indústria de sistemas comunicação sem fio, vários padrões tecnológicos de comunicação se desenvolveram, dentre as quais se destacam o sistema AMPS, o GSM, o GPRS, o CDMA 2000, o UMTS, o HSDPA, o LTE e outros. Estas tecnologias têm padrões próprios, limites de capacidade de canal diferentes, diversas técnicas individuais, entre outros recursos que as diferenciam. No cenário atual, os sistemas de comunicação devem evoluir para superar os problemas de escassez de espectro e de questões de capacidade de transmissão de dados.

Os padrões tecnológicos citados são comumente divididos em gerações tecnológicas. A primeira geração cumpriu com o provimento de serviço de voz móvel básico, enquanto a segunda geração lidou com o aumento da capacidade e da cobertura. A terceira geração surgiu com foco a uma maior taxa de dados, suporte multimídia e de espalhamento espectral. Em seguida, a quarta geração dá acesso a uma ampla gama de serviços de telecomunicações, incluindo serviços móveis avançados, juntamente com um suporte para baixo para a ampliação da mobilidade [34]. As Tabelas 3.1, 3.2, 3.3 e 3.4 esquematizam as características tecnológicas de diversos sistemas de comunicação móvel com aspectos técnicos utilizados no Brasil.

Tabela 3.1: Características Tecnológicas 1G e 2G. Baseada em [28, 34–46].

Tecnologias de Telefonia Móvel - Celular					
Características	1G	2G			
Tratamento de dados	Analógica	Digital			
Tecnologia	AMPS	D-AMPS IS-54	D-AMPS IS-136	GSM	CDMAone IS-95
Tipo de informação	Voz	Voz	Voz + SMS	Voz + SMS	Voz + SMS
Técnicas de múltiplo acesso	FDMA	TDMA	TDMA	TDMA e FDMA	CDMA
Esquema de Modulação	FM	DQPSK	DQPSK	GMSK	QPSK, DPSK
Taxa de dados teórica (downlink)	Não se aplica	13 kbps	13 kbps	13 kbps	1,2 Mbps
Frequência de operação	800 MHz	800 MHz e 1900 MHz	800 MHz e 1900 MHz	850 MHz, 900 MHz, 1800 MHz e 1900 MHz	800 MHz
Técnica de Duplexação	FDD	FDD	FDD	FDD	FDD
Largura de banda	30 kHz	30 kHz	30 kHz	200 KHz	1,25 MHz

Tabela 3.2: Características Tecnológicas 2.5G e 2.75G. Baseada em [28, 34–46].

Tecnologias de Telefonia Móvel - Celular					
Características	2.5G			2.75G	
Tratamento de dados	Digital			Digital	
Tecnologia	GPRS		CDMA 2000	EDGE	
Tipo de informação	Voz + SMS (GSM)	Dados	Voz + Dados	Voz + SMS (GSM)	Dados
Técnicas de múltiplo acesso	TDMA e FDMA	FDMA	CDMA	TDMA e FDMA	CDMA e TDMA
Esquema de Modulação	GMSK	8-PSK	8-PSK	GMSK	8-PSK
Taxa de dados teórica (downlink)	100 kbps	150 kbps	153,6 kbps	100 kbps	473,6 kbps
Frequência de operação	850 MHz, 900 MHz, 1800 MHz e 1900 MHz	900 MHz e 1800 MHz	800 MHz e 900 MHz	850 MHz, 900 MHz, 1800 MHz e 1900 MHz	800 MHz e 900 MHz
Técnica de Duplexação	FDD	FDD	FDD	FDD	TDD
Largura de banda	200 kHz	200 kHz	1,25 MHz	200 kHz	1,23 MHz

Tabela 3.3: Características Tecnológicas 3G e 3.5G. Baseada em [28,34–46].

Tecnologias de Telefonia Móvel - Celular				
Características	3G		3.5G	
Tratamento de dados	Digital		Digital	
Tecnologia	UMTS IMT - 2000	EVDO	HSDPA	HSDPA +
Tipo de informação	Voz + Dados	Dados	Voz + Dados	Voz + Dados
Técnicas de múltiplo acesso	WCDMA	CDMA	WCDMA	WCDMA
Esquema de Modulação	Downlink: QPSK e 64-QAM Uplink: DPSK	64-QAM	QPSK e 16-QAM	64 QAM
Taxa de dados teórica (downlink)	2 Mbps	2,4 Mbps	14,4 Mbps	42 Mbps
Frequência de operação	1800 MHz e 1900 MHz	800 MHz, 1800 MHz e 1900 MHz	850 MHz, 1900 MHz e 2100 MHz	850 MHz e 2100 MHz
Técnica de Duplexação	FDD e TDD	FDD	FDD	FDD
Largura de banda	5 MHz, 10 MHz ou 15 MHz	1,23 MHz	10 MHz	10 MHz, 15 MHz

Tabela 3.4: Características Tecnológicas 4G. Baseada em [28, 34–45].

Tecnologias de Telefonia Móvel - Celular		
Características	4G	
Tratamento de dados	Digital	
Tecnologia	LTE	LTE-A
Tipo de informação	Dados	Dados
Técnicas de múltiplo acesso	Downlink: OFDMA Uplink: SC-FDMA	Downlink: OFDMA Uplink: SC-FDMA
Esquema de Modulação	64-QAM	64-QAM
Taxa de dados teórica (downlink)	100 Mbps	3 Gbps
Frequência de operação	700 MHz e 2500 MHz	700 MHz e 2500 MHz
Técnica de Duplexação	FDD e TDD	FDD e TDD
Largura de banda	1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 15 MHz e 20 MHz	1,4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 15 MHz, 20 MHz e 100 MHz

O processo de desenvolvimento tecnológico vislumbrado evidencia mudanças tecnológicas que tendem a fornecer maiores capacidades aos sistemas de telecomunicações e, em um período mais recente, demonstra a tendência do uso de redes inteligentes, inseridas gradativamente, no contexto de comunicação sem fio, por meio dos últimos avanços dos mais recentes padrões de comunicação.

3.1 Sistemas de Telecomunicações em Ondas Milimétricas

Além das propostas de aumentar a eficiência do uso espectral por meio de sistemas de comunicação inteligentes, a evolução dos sistemas de comunicação sem fio pode proporcionar considerável aumento de capacidade do canal, implementando sistemas que ampliem a largura de banda disponível para a comunicação.

Os emergentes sistemas de comunicação sem fio baseados em transmissões de ondas milimétricas, mmW, representam mais de um século de evolução nas comunicações modernas [1]. Acompanhando o avanço tecnológico as tecnologias de comunicação sem fio se tornaram vastamente difundidas. A sociedade moderna se vê imersa em redes de comunicação sem fio. A maioria das pessoas usa rotineiramente redes celulares, redes locais sem fio e redes de área pessoal, desenvolvidas extensivamente ao longo dos últimos anos. A popularidade notável dessas tecnologias de comunicação faz com que os envolvidos no desenvolvimento de sistemas de comunicação sem fio tendam a buscar continuamente maiores espectros de radiofrequência para ofertar sistemas mais avançados e que comportem maiores tráfegos de dados.

A comunicação sem fio é um meio de transformação de dados que permite que as informações que nos rodeiam sejam transportadas sem qualquer conexão física. A capacidade de comunicações sem fio continua a impulsionar a produtividade humana e inovação em muitas áreas. A comunicação em frequências que operam em ondas milimétricas – 30 GHz até 300 GHz – representa o desenvolvimento mais recente para sistemas de telecomunicações.

O interesse em transmissões em mmW está em seu enorme potencial de oferecer larguras de banda altamente amplas, tal interesse é impulsionado por consumidores que demandam maiores taxas de dados para o consumo de informação, dados e conteúdo multimídia, exigindo atrasos reduzidos e constante conectividade em dispositivos sem fio. Em mmW o espectro disponível é inigualável em comparação com sistemas de micro-ondas atuais que operam em frequências abaixo de 10 GHz. Em particular, o espectro localizado na faixa de 60 GHz – que integra a extensão das ondas milimétricas – oferece de 10 a 100 vezes mais banda do que a que está disponível para redes sem fio convencionais. Mais espectro torna possível alcançar maiores taxas de dados para técnicas de modulação comparáveis ao mesmo tempo proporcionar mais recursos para ser compartilhado entre vários usuários.

Dada a grande quantidade de espectro disponível, a comunicação em ondas milimétricas apresenta uma nova oportunidade para as futuras comunicações móveis utilizarem canais com larguras de banda de 1 GHz ou mais. O espectro em 28 GHz, 38 GHz e entre 70-80 GHz é especialmente promissor para a próxima geração de sistemas celulares. A banda não licenciada em 60 GHz contém mais espectro do que tem sido usado por cada satélite, celular, Wi-Fi, Rádio AM, Rádio FM, e cada estação de televisão do mundo [47]. Tal fato ilustra as enormes larguras de banda disponíveis em frequências de ondas milimétricas.

A comunicação em ondas milimétricas, que possui enormes larguras de banda disponível, é uma solução muito promissora para as redes de comunicação sem fio da próxima geração e é vista como a solução para superar a escassez de espectro enfrentada atualmente, principalmente em relação às frequências da faixa de micro-ondas. A grande largura de banda disponível em mmW pode ser diretamente traduzida em altos limites de capacidade. Ondas em mmW tem várias características de propagação, incluindo forte path loss, absorção atmosférica, baixa difração em torno de obstáculos e atenuação devido à chuva, conforme ilustrado na Figura 3.1 e 3.2. Durante algum tempo, mmW foram amplamente descartadas para uso em comunicações celulares devido às suas propriedades de atenuação atmosférica e de atenuação em ambientes com precipitação, entretanto a atenuação atmosférica em microcélulas urbanas é tolerável [48]. Estas características de propagação criam desafios para as redes sem fio de próxima geração que devem suportar vários tipos de aplicações emergentes com diferentes requisitos de qualidade de serviço (*Quality of Service – QoS*).

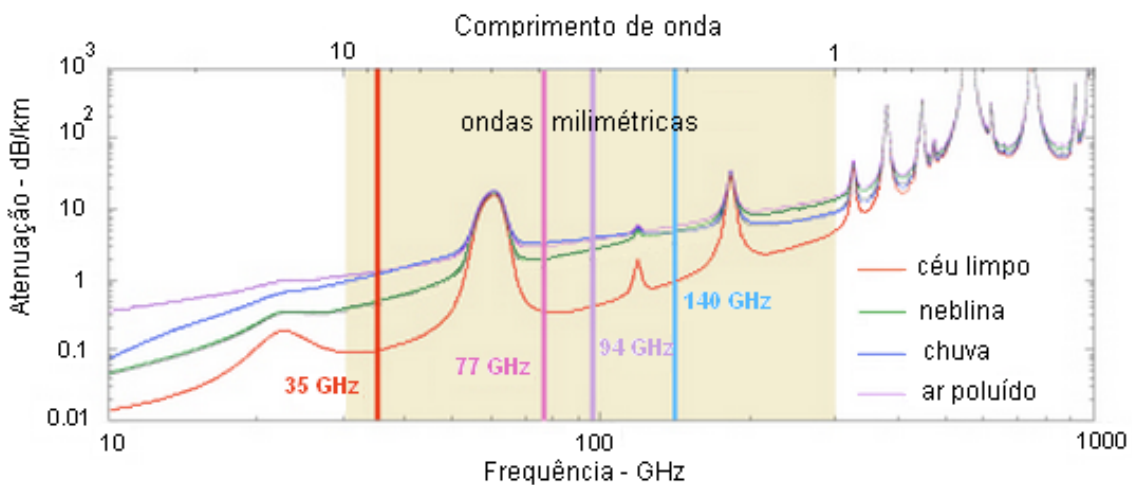


Figura 3.1: Atenuação atmosférica para diferentes condições atmosféricas, em mmW [49].

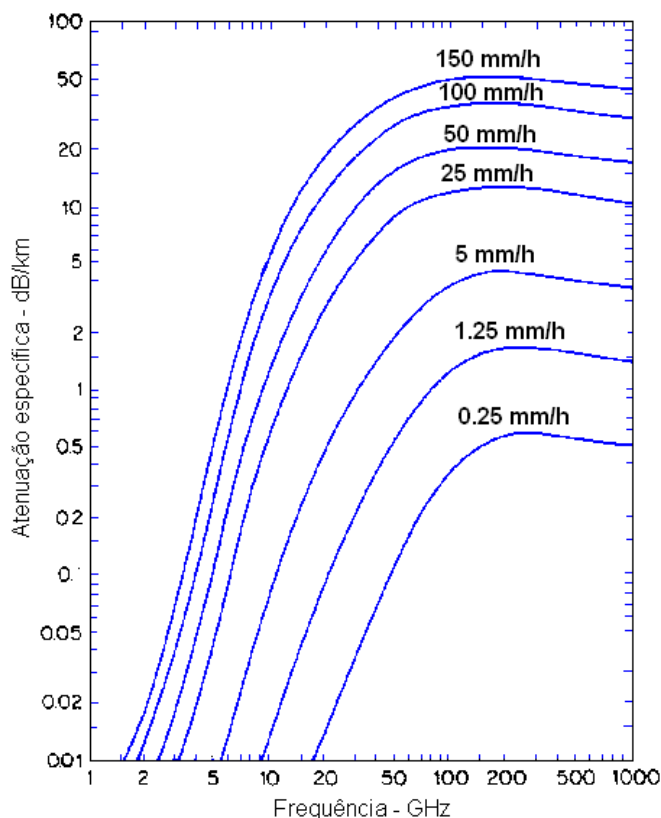


Figura 3.2: Atenuação do sinal sob diferentes condições de chuva [50].

As características de propagação de ondas milimétricas têm sido vastamente avaliadas [4]. Em tais estudos, observa-se que perda com a distância é um pouco maior em ondas milimétricas, nos ambientes sem linha de visada, quando comparadas às atuais bandas em UHF e micro-ondas, devido a superior frequência da portadora em mmW. Os efeitos de dispersão também tornam-se mais importantes nas frequências de mmW, causando a atenuação do sinal, principalmente em cenários NLOS. Para permitir conexões de alta qualidade, faz-se necessária a formação de feixes direcionais, tanto no sistema transmissor quanto no sistema receptor. Arquiteturas híbridas para formação de enlaces de comunicação têm se mostrado especialmente atraentes, pois permitem a utilização tanto feixes direcionais quanto formas mais complexas de pré-codificação. Aplicações de redes formadas por pico-células também são promissoras, indicando melhorias de até 15 vezes, em termos de taxas de dados, em comparação com redes celulares atuais [47].

A partir do desenvolvimento de sistemas em mmW, acredita-se que a principal diferença comparativa destes sistemas com os sistemas celulares mais recentes será o uso de reservas de espectro em faixas de frequências inexploradas, o uso de antenas com feixes altamente dire-

cionais, tanto no dispositivo móvel quanto na estação de base, uma maior duração da bateria que suprem a energia demandada pelo *hardware* do sistema, bem como menores probabilidades de *outage*, taxas de transmissão de bits muito mais elevadas, custos de infra-estruturas menos onerosos e maior capacidade agregada para muitos usuários simultâneos tanto no espectro licenciado quanto no espectro não licenciado [51].

3.1.1 Arquitetura de Rede em Ondas milimétricas

A arquitetura de redes celulares operando em ondas milimétricas tendem a modificar bastante o cenário apresentado nas redes que operam em sistemas de micro-ondas, tal como ilustrado na Figura 3.3. Feixes direcionais resultarão em enlaces com alto ganho entre a estação rádio base (ERB) e o terminal móvel, além de proporcionarem o benefício de reduzir a interferência entre células. Isto significa que a intensa reutilização espacial pode se tornar possível. A arquitetura de rede em ondas milimétricas ainda prevê que enlaces de *backhaul* possam compartilhar o mesmo espectro em mmW, permitindo implantação rápida de novos componente de sistema e aumentando a conectividade da rede por meio da cooperação entre as estações rádio base. Sistemas celulares operando na faixa de ondas milimétricas também podem fazer uso de frequências de micro-ondas, utilizando, por exemplo, o conceito de célula fantasma, na qual a informação de controle é enviada em frequências de micro-ondas e os dados são enviados (quando possível) em frequências mmW [47].

O futuro das redes de comunicação sem fio trará mudanças na forma como o conteúdo é distribuído e vai mudar completamente o fator forma de muitos dispositivos eletrônicos, motivando o uso de maiores larguras de banda para muitos outros tipos de redes. Para que isso aconteça, no entanto, muitos desafios devem ser superados e várias análises devem ser realizadas, tendo em vista a predição do comportamento dos enlaces para frequências acima dos 30 GHz.

Como explorado anteriormente, a comunicação em ondas milimétricas fornece grandes larguras de banda disponíveis (até 1 GHz), que podem ser traduzidas diretamente em imensas capacidades de canal. Assim, a comunicação em mmW é uma solução muito promissora para as redes de comunicação móveis futuras – 5G – e permitirão que se supere a escassez de largura de banda do espectro de microondas, atualmente saturado para a maioria das tecnologias de acesso comerciais [4]. Transmissões de multi-Gbps em banda de mmW tem sido realizadas tanto em ambientes *indoor* (*Wireless Personal Area Network – WPAN*) quanto em sistemas

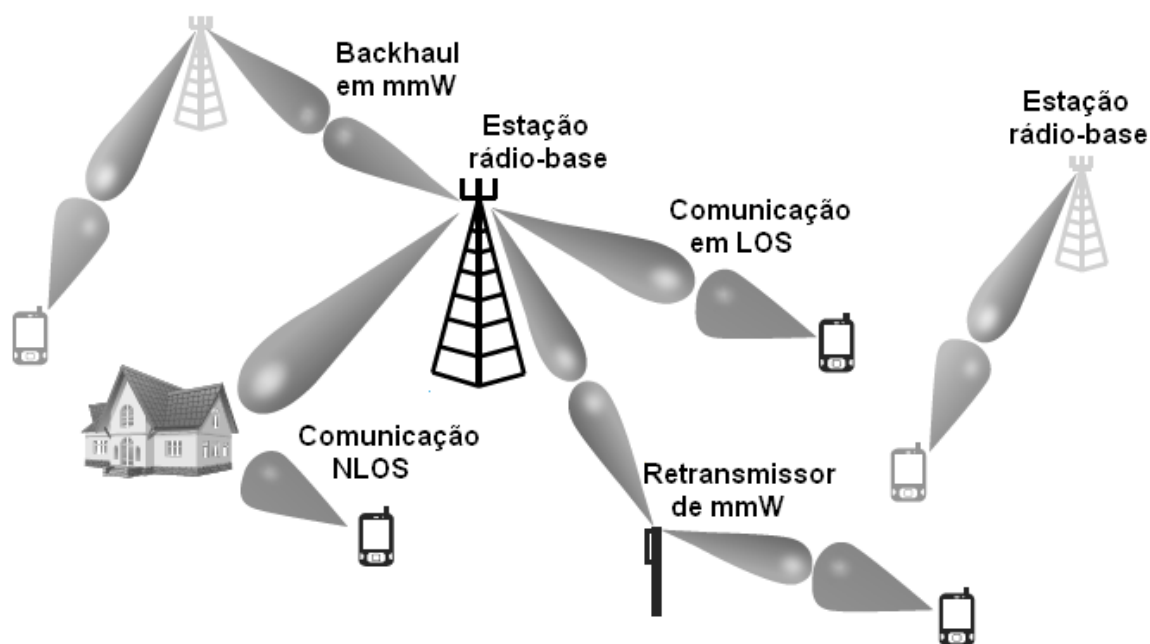


Figura 3.3: Arquitetura de Rede em mmW [47]

outdoor (Wireless Metropolitan Area Network – WMAN) [1].

A fim de compreender os desafios da futura tecnologia de comunicação móvel, o 5G, é necessário identificar os requisitos de desempenho deste sistema. Os principais requisitos de desempenho do futuro sistema de comunicação móvel se apresentam, primordialmente, em termos de taxa de transmissão de dados, latência e custo de energia. Deve-se ressaltar que nem todas estas performances precisam ser satisfeitas simultaneamente uma vez que diferentes aplicações têm diferentes requisitos de desempenho. Por exemplo, as aplicações com requisitos essenciais relativos à alta taxa de dados, tais como streaming de vídeo de alta definição, podem ter requisitos de latência e confiabilidade menos rigorosos em comparação com aplicações de segurança pública, em que a latência e a confiabilidade são primordiais, mas menores taxas de dados podem ser toleradas.

A redução do custo de energia, aprimoramento da latência e da taxa de transmissão de dados são, inegavelmente, importantes requisitos em termos de evolução tecnológica de sistemas de comunicação. Entretanto é inquestionável que a taxa de dados desempenha o papel mais significativo no projeto de redes celulares 5G, uma vez que a expansão do tráfego de dados é o principal motivador por trás da exploração dos sistemas de comunicação móveis 5G.

A demanda por mais conteúdo multimídia e a mudança característica do tamanho dos dados

gera a intensa necessidade de sistemas que forneçam maiores taxas de dados. Dada uma área A , a taxa de dados total de R_{total} pode ser obtida conforme [52]

$$R_{total} \approx \frac{\eta_{ef}}{A} N_{BS} B, \quad (3.1)$$

em que η_{ef} é a eficiência espectral, N_{BS} é o número de estações rádio base na área em análise e B é a largura de banda do sistema. Um significativo aprimoramento das taxas de dados do sistema pode ser alcançado por meio da combinação de três fatores:

- Densa implantação de estações rádio base com o uso de pequenas células;
- Mudança da frequência utilizada, em direção e em espectro de mmW, a fim de obter enormes larguras de banda disponíveis;
- Aumento da eficiência espectral, suportando mais *bits/s/Hz* por nó.

3.1.2 Impacto das Redes em mmW

A utilização de redes de telecomunicações futuras – o 5G – operando na faixa de 30 GHz a 300 GHz, com algumas aplicações em 28 GHz, possui diversos importantes impactos em termos evolutivos [53]:

- **Redes Direcionais:** devido as características de propagação, *path loss*, atenuação atmosférica e atenuação devido à chuva, as redes operando em mmW devem possuir antenas direcionais com ganho de alta diretividade, a fim de que altas taxas de dados sejam atingidas.
- **Reutilização espacial:** as altas perdas de propagação e a utilização de antenas direcionais com potências relativamente baixas, reduzindo a ocorrência de interferência tem como resultado a reutilização espacial da frequência de transmissão, para que mais transmissões simultâneas podem ser suportada, agregando o suporte a uma maior taxa de dados.
- **Redes com pequenas células:** devido à elevada perda de propagação, as ERBs de sistemas em mmW precisam ser implantadas densamente em pequenas células para fornecer a alta capacidade e a taxa de dados necessária para aplicações multimídia.

- **Link outage:** a comunicação em frequência de ondas milimétricas tem limitada capacidade de difração, resultante de curtos comprimentos de onda, além disso, os sinais em mmW têm dificuldades em penetrar materiais de construção sólidos. A limitada capacidade de difração e a redução da capacidade de penetração fazem com que o sinal de mmW sofra de falhas de conexão (*outage*) mais frequentes em áreas metropolitanas densamente habitadas.
- **Redes híbridas:** as atuais redes celulares – 4G – podem fornecer ótima cobertura e confiabilidade dos enlaces de comunicação devido ao uso da faixa de frequência mais baixa. Para proporcionar uma transição suave e eficiente em termos de custo da tecnologia 4G para a 5G, uma arquitetura híbrida de 4G + mmW é promissora para alcançar uma cobertura de rede mais ampla e altas taxas de dados na maioria da área de cobertura. O gerenciamento da informação e as aplicações que demandem baixas taxas de dados (como voz e texto) podem ser transmitidos nas redes 4G, enquanto que as bandas em mmW ficam disponíveis para aplicações multimídia que exijam altas taxas de dados.

3.2 Rádio Cognitivo

As redes de comunicação de dados representam um componente indispensável a qualquer sociedade moderna que deseje evoluir. Com a rápida evolução da microeletrônica, transceptores sem fio estão se tornando mais versáteis, mais poderosos e mais portáteis. Isto permitiu o desenvolvimento da tecnologia de rádio definida por software (RDS) ou *software-defined radio* (SDR), onde os transceptores de rádio executam o processamento de banda base inteiramente por meio de *software* - modulação, demodulação, correção de erro de codificação e compressão [54]. A principal proposta de se utilizar sistemas de comunicação inteligentes é proporcionar o aumento da eficiência do uso espectral, aprimorando a capacidade do comunicação dos sistemas.

Um sistema de rádio definido por software é um sistema de comunicação de rádio, ou seja, de comunicação sem fio no qual os componentes que são tipicamente implementados por *hardware* são implementados por meio de um *software*. A concepção é produzir um rádio que possa receber e transmitir protocolos de rádio amplamente diferentes, com base apenas no *software* utilizado. Com o RDS é possível realizar o ajuste de potência de transmissão evitando assim os problemas decorrentes da falta de ajuste da potência transmitida. O RDS é atualmente utilizado para construir rádios que suportam múltiplas interfaces tecnológicas com um único modem pela reconfiguração em seu software.

A reconfiguração oferecida pela tecnologia de RDS permite que os rádios transceptores alterem suas funções e operações. No entanto, um RDS atua somente sob demanda; não sendo capaz de reconfigurar-se de forma mais eficaz sem um comando específico. Um sistema de rádio auto reconfigurável é definido como rádio cognitivo, um rádio definido por software capaz de reconfigurar rapidamente seus parâmetros de configuração baseado na mudança dos requisitos e condições do meio através de um processo de cognição. Rádio cognitivo pode ser definido também como um rádio inteligente ciente das condições do meio [54].

Os rádios cognitivos são auto reconfiguráveis e tem comportamento adaptativo inteligente, que é a habilidade de se adaptar, sem ser a priori programado para condições de canal específicas. A tecnologia viável que permite aproveitar o potencial da utilização eficiente do espectro é o rádio cognitivo, com uma abordagem para contornar a subutilização espectral diante do paradigma da análise e utilização do espectro pelo usuário secundário.

3.2.1 Arquitetura e Características dos sistemas de Rádio Cognitivo

Os sistemas de rádio cognitivo se subdividem tipicamente em uma a rede primária – rede licenciada, formada por usuários primários detentores da licença de utilização do canal – e em uma a rede cognitiva, tipicamente estruturada por elementos transceptores não licenciados que pretendem utilizar o canal de forma oportunística, conhecidos por usuários secundários.

Os sistemas de rádio cognitivo tendem a ser adotados em cenários em que há possibilidade de compartilhar o espectro com um usuário previamente instalado e detentor dos direitos do canal, o usuário primário. Por definição, um rádio cognitivo precisa ter, necessariamente, duas características básicas de funcionamento: a capacidade cognitiva e a reconfiguração. A capacidade cognitiva consiste na seleção do melhor espaço espectral não utilizado em determinado período, no compartilhamento desta porção espectral e na sua exploração sem causar interferências ao usuário primário [8]. A característica de reconfiguração, por sua vez, consiste da possibilidade de adaptação do sistema transceptor, que por vezes terá de se adaptar utilizando diferentes frequências de transmissão e diferentes tecnologias de acesso ao meio, conforme a necessidade momentânea.

De forma geral, os sistemas de rádio cognitivo promovem um sensoramento do espectro, seguido da aprendizagem a respeito do canal, posteriormente há o elemento da decisão do sistema e por fim sua adaptação ao meio ao qual está inserido. A Figura 3.4 ilustra esquematicamente o comportamento do rádio cognitivo atuando como usuário secundário de uma rede.

O **sensoriamento do espectro** consiste em perceber e manter-se ciente das características do canal de rádio, ou seja, coletar as informações essenciais ao conhecimento do canal, como a disponibilidade do espectro, a frequência de operação, as potências do sinal transmitido e do ruído interferente do sistema, além dos requisitos e características de operação dos usuários e da rede em si. Todos os aspectos que influenciam a rede de comunicação e o seu funcionamento devem ser coletados para posterior análise e utilização. O **aprendizado** em sistemas de rádio cognitivo consiste em reconhecer os padrões comportamentais característicos do sistema anteriormente sensoriado, a fim de se compreender como se dá a utilização do espectro no sistema, como os dispositivos vizinhos estão utilizando as frequências semelhantes, qual o comportamento do usuário e qual o estado da rede [8].

O elemento de **decisão** atua de maneira a administrar o comportamento do rádio cognitivo mediante o aprendizado pré-concebido. Nesta etapa o sistema reconfigura os parâmetros ne-

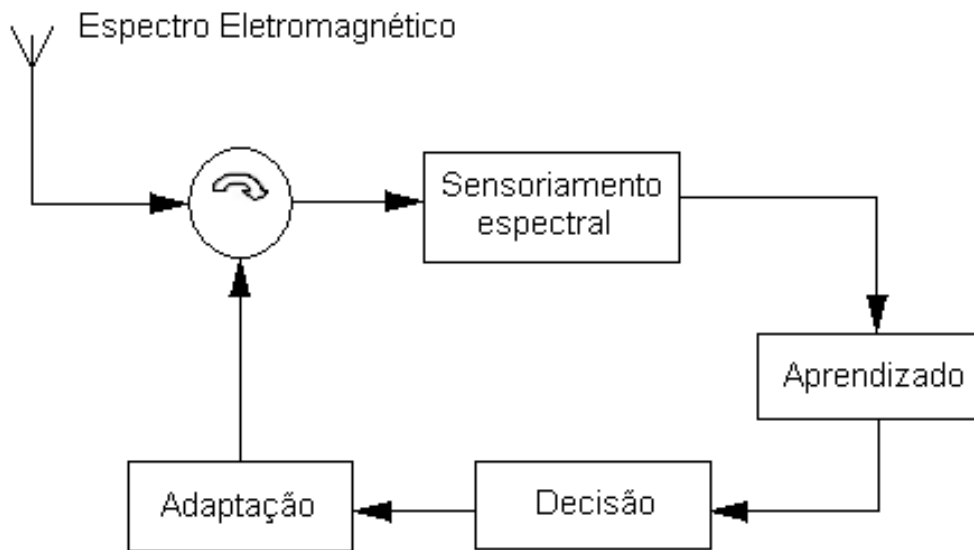


Figura 3.4: Comportamento do sistema de rádio cognitivo.

cessários à posterior **adaptação** ao meio. A potência utilizada, os parâmetros de transmissão, o esquema de modulação e de codificação do canal são reconfigurados, a fim de atender aos requisitos da oportunidade de canal percebida. Esta etapa é fundamental para que se resolva sobre a ocorrência de uma possibilidade de utilização do canal ou não.

Em suma, os sistemas de rádios cognitivos, atuando como usuários secundários em compartilhamento de espectro, devem ser capazes de operar sem causar interferência nos usuários primários. Isto quer dizer que o sistema deve operar em momentos distintos ao período em que o usuário primário utiliza o canal, ou a potência do sinal do rádio cognitivo deve ser reduzida a ponto de não interferir no sinal do usuário primário, ou a banda deve ser limitada, de forma que harmônicos e sinais espúrios não afetem canais adjacentes.

Um sistema de rádio cognitivo opera de formas distintas em relação ao tráfego de dados dos usuários secundários. Um elemento transceptor entendido pela rede como usuário secundário pode querer acessar a estação rádio base da rede secundária, ou querer realizar uma comunicação com outro usuário secundário ou ainda trocar dados com a ERB da rede primária, por meio da rede licenciada. Esta generalidade de opções de comunicação e de acesso ao meio torna o controle de sistemas de rádio cognitivo extremamente complexo e exigente de robusta coordenação. Cada rádio cognitivo necessita de um protocolo de acesso ao meio flexível e adaptativo, a fim de que se garantam todas as possibilidades de troca de dados possíveis, sem perturbar a rede de forma degradante.

3.2.2 Sensoriamento do Espectro

Vários estudos no âmbito das telecomunicações revelam que grande parte do espectro licenciado não é eficientemente utilizado, tanto em relação ao tempo em que ocorre a comunicação propriamente dita quanto em relação à frequência do sistema. O tráfego em redes sem fio tende a se caracterizar em rajadas de dados. Assim, a exploração eficiente do espectro exige a capacidade de explorar oportunidades instantâneas em uma escala de tempo bastante detalhada. Para redes cognitivas operarem de forma eficiente, os usuários secundários devem ser capazes de explorar o espectro de frequências não utilizado pela rede primária. Um componente crítico das redes cognitivas é, então, a detecção do espectro. O usuário secundário deve sentir o espectro de forma eficiente, rapidamente aproveitar as oportunidades para transmitir, e desocupar o espectro para que o usuário primário possa reocupar o espectro. Um componente crítico da utilização de espectro oportunista é o elemento de sensoriamento, que averigua a oportunidade do uso inteligente.

Os métodos de sensoriamento espectral têm como objetivo distinguir quais canais de comunicação estão livres e quais estão ocupados. O sensoriamento espectral deve ser periodicamente realizado dentro da largura de faixa ocupada pelo rádio cognitivo para evitar que haja interferência com um usuário primário, cuja transmissão iniciou-se depois do rádio cognitivo alocar o canal. Isso significa que o rádio cognitivo deve suprimir a sua comunicação de tempos em tempos para realizar o sensoriamento do canal. Esta atividade acaba por reduzir a vazão do rádio cognitivo, mas evita interferências ao sistema primário. O sensoriamento espectral permite que cada rádio cognitivo se adapte ao meio com base nas informações obtidas acerca das oportunidades de uso de canal.

Uma questão relevante em sistemas de sensoriamento do espectro é o problema do usuário primário oculto, que é causado por algum desvanecimento profundo, assim o rádio cognitivo pode ver aquele instante de tempo como uma oportunidade de transmissão ocasionando assim uma colisão com o usuário primário. Uma possível solução para amenizar este problema é a utilização do sensoriamento colaborativo, no qual os usuários secundários compartilham informações provenientes do sensoriamento, reduzindo a possibilidade da não detecção de um usuário primário. Este tipo de sensoriamento pode ser centralizado, onde todos os usuários enviam os dados do sensoriamento para um nó central responsável pela tomada de decisão, ou distribuído, onde as decisões são tomadas pelos nós sem a supervisão de um nó central.

As mais usuais técnicas de sensoriamento espectral são a Detecção de Energia, a Detecção mediante a avaliação das propriedades Ciclostacionárias e o Método de Filtro Casado [55].

3.2.2.1 Modelo do Sistema de Sensoriamento Espectral

O sensoriamento espectral atua essencialmente sobre hipóteses de decisão binárias. Qualifica-se o canal como ocupado ou disponível. O rádio cognitivo deve ser capaz de distinguir entre dentro do canal de comunicação quais bandas estão disponíveis para o uso oportunista. A decisão binária é modelada como

$$\begin{aligned} H_0 &: (\text{canal ocioso}) \\ H_1 &: (\text{canal ocupado}) \end{aligned} \tag{3.2}$$

Dentro o cenário de canal ocioso, o sinal recebido é essencialmente o ruído ambiente (AWGN) e sob o cenário ocupado, o sinal recebido é composto de sinal do usuário primário e do ruído ambiente, segundo

$$\begin{aligned} H_0 &: y(t) = n(t) \\ H_1 &: y(t) = h x(t) + n(t), \end{aligned} \tag{3.3}$$

em que $y(t)$ é o sinal detectado pelo usuário secundário, $x(t)$ é o sinal do usuário primário, $n(t)$ é o ruído aditivo Gaussiano branco e h é o ganho do canal.

A performance de um detector é caracterizada pelos seguintes parâmetros:

- Probabilidade de Detecção P_D : É a probabilidade da detecção de ocupação do canal sendo que o mesmo está ocupado;
- Probabilidade de Falso Alarme P_{FA} : É a probabilidade da detecção de ocupação do canal sendo que o mesmo está desocupado;
- Probabilidade de Não Detecção P_{MD} : É a probabilidade de não detecção da ocupação do canal sendo que o mesmo está ocupado.

3.2.3 Compartilhamento do Espectro

Compartilhamento de espectro é o uso simultâneo de uma banda de frequência específica em uma área geográfica específica por um número de usuários independentes por meio de diferentes mecanismos de controle de potência e diferentes técnicas de acesso ao meio. O compartilhamento de espectro com proposta mais evolutiva e que trará o maior diferencial em termos de eficiência espectral, no âmbito de rádios cognitivos, visa o compartilhamento dinâmico e o uso oportunista do espectro de radiofrequência, diferindo do compartilhamento de canais utilizados atualmente, geralmente fixos, pré-determinados e não oportunistas. A Figura 3.5 ilustra esquematicamente o compartilhamento do espectro sujeito à oportunidade espectral.

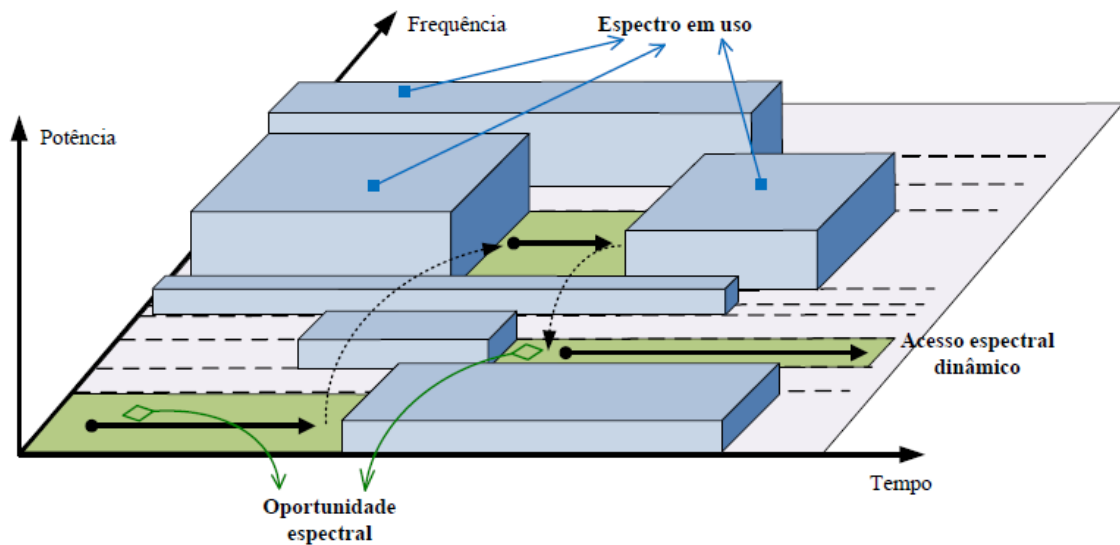


Figura 3.5: Compartilhamento espectral dinâmico [56].

O compartilhamento espectral é responsável pela coordenação das tentativas de transmissão dos sistemas inteligentes, o que inclui a adequação de muitas funcionalidades dos protocolos de acesso ao meio. Ademais, o compartilhamento espectral tem como complementar incumbência a coordenação da coexistência dos usuários secundários com os usuários primários.

O compartilhamento do espectro eletromagnético no âmbito de redes de rádio cognitivo pode ser classificado quanto ao comportamento de alocação, quanto à arquitetura e quanto ao mecanismo de acesso. A alocação diferencia-se em cooperativa e não-cooperativa. Quanto à arquitetura faz-se a diferenciação em arquitetura centralizada ou distribuída e o mecanismo de acesso diz respeito aos modelos *overlay* e *underlay* [56].

Na forma de alocação cooperativa, os usuários secundários consideram os efeitos de suas transmissões sobre todos os usuários e esta informação é compartilhada entre os nós da rede, fazendo com que utilizem tais informações nos algoritmos de alocação. A forma não-cooperativa considera o efeito de uma transmissão somente sobre um dispositivo de rádio cognitivo e a informação não é amplamente compartilhada, o que pode conduzir a uma reduzida utilização do espectro.

Quanto à arquitetura, o mecanismo de compartilhamento é considerado centralizado quando existe uma entidade central que realiza o controle de alocação e os procedimentos de acesso. Já na arquitetura distribuída, cada usuário é responsável por sua própria alocação e o seu procedimento de acesso é baseado, geralmente, em políticas locais.

3.2.3.1 Modelos de Acesso ao Espectro

Existem dois modelos de acesso para a análise e utilização do espectro pelo usuário secundário, com base no método de coexistência dos sistemas primários e secundários. Tais modelos são classificados em modelos *overlay*, no qual ao usuário secundário é permitido o acesso ao espectro apenas quando nenhuma comunicação primária está ocorrendo, e modelo, ou abordagem, *underlay*, na qual o usuário primário aceita a possibilidade de interferência até um limiar pré-definido [54].

O acesso *overlay*, também conhecida como acesso com buracos de espectro (*spectrum holes*) ou espaços em branco (*white spaces*), no qual uma parte do espectro está, durante determinado período, completamente ociosa por parte dos usuários primários. No acesso *underlay*, também conhecido como acesso em espaços cinzentos (*gray spaces*), nos quais, embora o sistema primário esteja ativo em determinada extensão da banda de frequência, o canal pode ser utilizado também pelo sistema secundário, desde que não imponham um nível inaceitável de interferência para o sistema primário [57]. Para identificar as oportunidades de transmissão, de forma geral, confiáveis técnicas de sensoriamento de espectro devem ser exploradas. A fiabilidade de tais técnicas de sensoriamento é mais desafiadora quando há no canal elementos incertos devido ao sombreamento, desvanecimento ou ruído térmico.

Acesso secundário de espectro, como alavancado através da implantação de tecnologia de rádio cognitivo, fornece uma solução de compartilhamento de espectro, no sentido de que o usuário secundário do espectro tem permissão para acessar a banda licenciada do usuário prin-

principal se aderir às regras e aos requisitos de acesso restrito do sistema primário. O requisito principal deste tipo de sistema é evitar interferência, de modo a não degradar a qualidade de serviço do sistema primário.

Um estudo rigoroso de sistemas de rádio cognitivos deve começar a partir de uma definição clara dos conceitos de oportunidade de utilização do espectro e restrição de interferência. Para proteger os usuários primários contra ações degradantes dos usuários secundários, restrições de interferência devem ser definidas. Restringe-se, inicialmente, a interferência máxima permitida percebida por um receptor ativo primário. O segundo parâmetro a ser restringido é a probabilidade de *outage* máxima causada pela interferência em um usuário primário ativo. Permitir a existência de uma dada probabilidade de *outage* faz-se necessário devido a oportunidade de detecção de erros. Este parâmetro é crucial para os usuários secundários na tomada de decisões de transmissão baseados em sensoriamento de espectro imperfeito [54].

Oportunidade de utilização do espectro é um conceito definido em relação a um transmissor secundário particular e do seu receptor. Um canal é uma oportunidade para um par de usuários secundários se eles podem se comunicar com sucesso, sem violar a restrição imposta pela interferência da rede primária.

Ademais, as características básicas de funcionamento de rádios cognitivos se baseiam no sensoriamento espectral e no compartilhamento espectral, úteis ao uso eficiente do espectro eletromagnético. O modelo mais generalizado considera a existência de um sistema primário, dotado de um transmissor primário (UP-Tx) e de um receptor primário (UP-Rx), e de um sistema secundário, compostos por um transmissor secundário (US-Tx) - o rádio cognitivo - e de um receptor secundário (US-Rx). As informações podem ser trocadas entre usuários primários, entre usuários secundários ou ainda entre um transmissor primário e um receptor secundário ou entre um transmissor secundário e um usuário primário, entretanto, de forma geral o transmissor primário tem prioridade para transmitir dados e não deve sofrer interferências do transmissor secundário. A Figura 3.6 ilustra o modelo do sistema.

A transmissão oportunista ocorrerá durante a ociosidade do canal (acesso *overlay*) ou, se simultaneamente, de forma a não interferir a comunicação do sistema primário (acesso *underlay*).

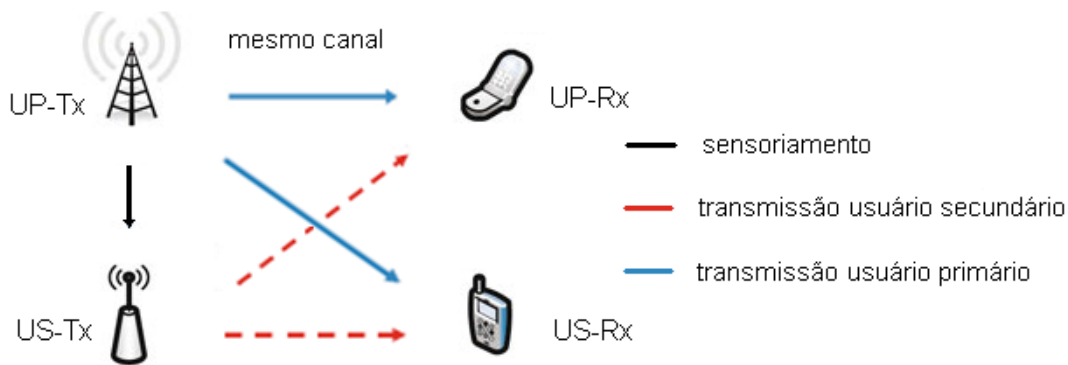


Figura 3.6: Sistema de rádio cognitivo.

3.2.3.2 Características do Compartilhamento Espectral

Dentro da hierarquia sistêmica, existem duas possibilidades de compartilhamento de espectro:

- Compartilhamento de espectro horizontal: Todos os usuários possuem os mesmos direitos de acesso;
- Compartilhamento de espectro vertical: Há um usuário primário que detém a prioridade de acessar o canal em coexistência com um segundo usuário que detém menor prioridade.

No âmbito do compartilhamento de espectro vertical, utilizar o espectro de radiofrequência de maneira oportunista remete ao uso de bandas subutilizadas por um sistema primário por um sistema secundário de transmissão, composto por rádios inteligentes. Por outro lado, no compartilhamento de espectro horizontal não há a figura do usuário primário do canal, detentor da prioridade de uso.

A subutilização do espectro é a razão principal que fomenta e viabiliza a exploração do compartilhamento espectral e é classificada, tipicamente, em duas categorias: subutilização temporal do espectro e subutilização espacial do espectro [58]. A subutilização temporal do espectro ocorre quando não há transmissão primária em uma banda de frequência de interesse particular durante uma parte do período de tempo. A subutilização espacial do espectro, por sua vez, existe na região geográfica que está longe de receptores primários. Com os avanços do uso de múltiplas antenas, mais dimensões de subutilização espectral são criadas, por exemplo, a dimensão de código e dimensão de fase do sinal. A subutilização espectral é retratada na Figura 3.7, que exemplifica a ineficiência do uso espectral no Brasil.

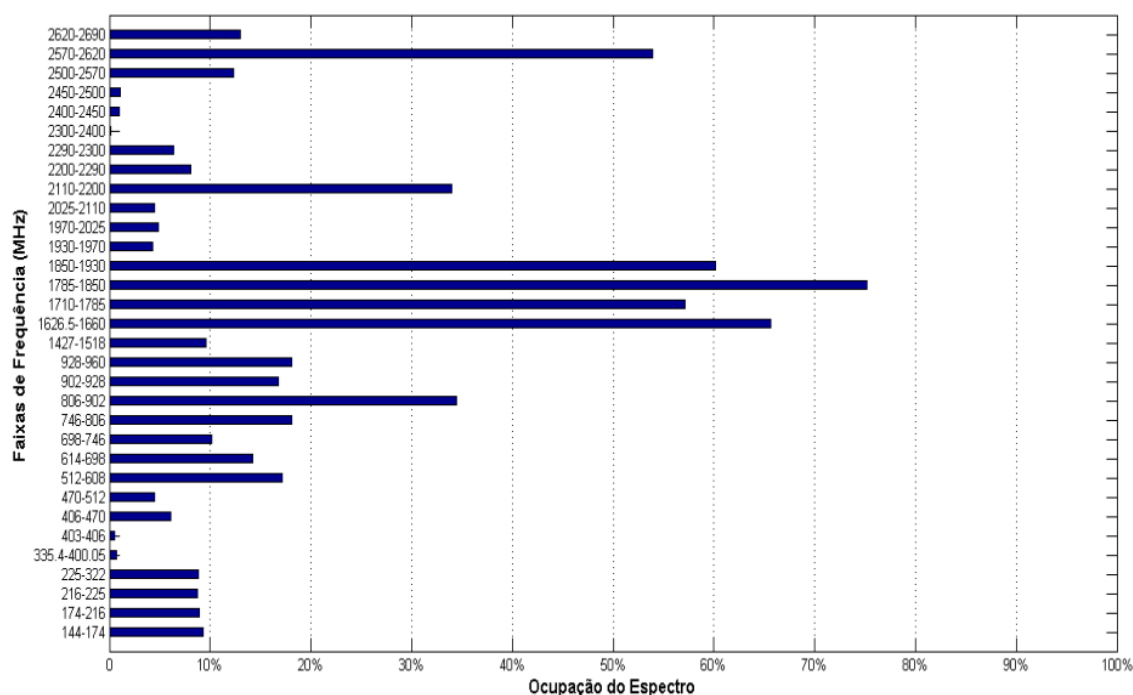


Figura 3.7: Eficiência do uso espectral no Rio de Janeiro em 2015 [59].

Há diversas técnicas de compartilhamento de espectro, subdivididas em categorias que diferenciam-se pela utilização de canais licenciados ou não, pela prioridade dos usuários, métodos de acesso ao meio dentre outros aspectos tecnológicos, conforme a Figura 3.8.

O compartilhamento vertical insere a figura do usuário secundário e dos modelos de acesso secundário. O modelo de acesso em compartilhamento espectral, nomeadamente, modelo *overlay – white space* – e modelo *underlay – gray space* – diferenciam-se, além dos aspectos característicos já citados, pela forma em como o estudo do compartilhamento espectral é explorado. No modelo de acesso *overlay* explora-se primordialmente o desempenho de protocolos de múltiplo acesso em sistemas de rádio cognitivo. O modelo de acesso *underlay*, por outro lado, fomenta a exploração da interferência entre nós de comunicação e a avaliação de desempenho do canal na presença simultânea de usuários primários e rádios cognitivos.

Os fator-chave na definição de compartilhamento do espectro se desmembra então em dois segmentos: Em primeiro lugar, na suposição de independência dos sistemas coexistentes e na exploração de protocolos de acesso ao meio, que são usadas para compartilhar recursos entre os usuários em um sistema celular, por exemplo. Em segundo lugar, a ênfase está em avaliar, explorar e modelar cenários nos quais faz-se o uso simultâneo do espectro existente.

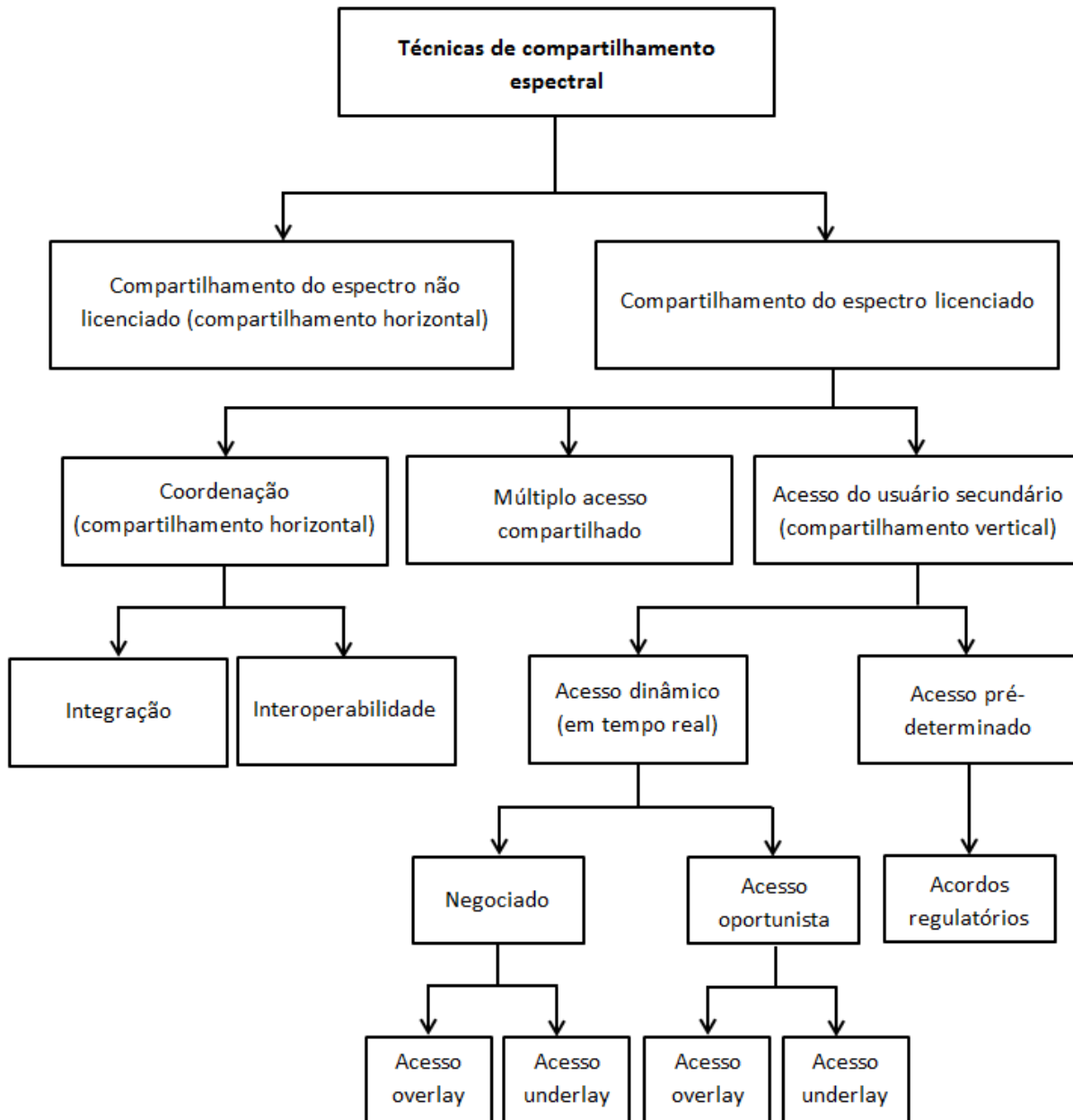


Figura 3.8: Técnicas de compartilhamento espectral [54].

3.3 Conclusões

Esta seção explora a perspectiva e as tendências tecnológicas das futuras redes de telecomunicações, detalha os aspectos mais relevantes dos sistemas de comunicação sem fio operando na faixa de ondas milimétricas, tipicamente compreendida entre 30 GHz e 300 GHz e apresenta as características dos sistemas de rádio cognitivo. A evolução tecnológica das redes de comunicação móvel são também apresentadas.

Observou-se que redes operando em frequências acima de 30 GHz sofrem graves efeitos de atenuação e devem ser implementadas por meio de células pequenas, com distâncias entre estações rádio base não superiores a 200 metros. Em relação ao compartilhamento espectral em sistemas de rádio cognitivos, foi detalhada a classificações do compartilhamento de espectro em termos de alocação, arquitetura e mecanismo de acesso, além da caracterização do compartilhamento de espectro horizontal e vertical.

A pesquisa aqui elaborada visa fornecer uma base conceitual suficiente para que se possa explorar quão eficaz é a disponibilidade de grandes larguras de banda em mmW, em sistemas de telecomunicações, para alcançar a demanda de alta capacidade e ao mesmo tempo superar o desafios na provisão de *QoS* para tráfego de dados sem fio, submetidos a desvanecimentos em pequena escala e perdas com o percurso (*path loss*). Além deste aspecto, a revisão dos conceitos referentes aos sistemas de rádio cognitivo, com ênfase no compartilhamento do espectro, fornece os recursos teóricos necessários para que este trabalho se aplique na avaliação de sistemas em compartilhamento de espectro com modelo *underlay*, submetido ao esquema de compartilhamento vertical, em relação à dependência da capacidade do sistema de comunicação em função de cenários submetidos ao desvanecimento de pequena escala.

4 Análise da Capacidade de Canais κ - μ e α - μ para Ondas Milimétricas

O desejo de acesso irrestrito à informação, em especial à informação multimídia, estimula o crescimento das comunicações sem fio. No entanto, o espectro de frequências mais baixas – até 10 GHz – está quase completamente ocupado [58]. O espectro de frequência mais elevada, por volta de 30 GHz, por sua vez, pode proporcionar o suporte necessário para prover elevadas taxas de dados em sistemas de comunicação sem fio terrestres.

Durante determinado período, frequências em ondas milimétricas – entre 30 e 300 GHz – foram amplamente descartadas para uso em redes de comunicação móveis, devido às suas propriedades de alta atenuação atmosférica e alta atenuação devido à chuva. Entretanto, a atenuação atmosférica em microcélulas urbanas é praticamente insignificante [48]. Este fato é explorado em [51] que mostra que para as pequenas células com até de 200 m de raio a atenuação atmosférica é de aproximadamente 0.012 dB e 0.016 dB para 28 GHz e 38 GHz, respectivamente, e é cerca de 0,06 dB em 73 GHz.

A tecnologia de mmW é pensada como o primeiro passo para o aprimoramento dos limites da capacidade do canal e o incremento substancial da eficiência espectral e da qualidade dos sistemas de comunicação. A capacidade do canal tem sido amplamente estudada nas últimas décadas [12, 60, 61]. Mais especificamente, [26] e [62], dentre outros, propuseram análises da capacidade do canal considerando cenários de desvanecimento generalizados e mais realistas. No entanto, há uma escassez na literatura recente quanto à investigação da capacidade do canal para as futuras redes sem fio, que utilizarão ondas milimétricas.

Neste contexto, este trabalho visa preencher a lacuna da análise da capacidade do canal para a próxima geração de sistemas móveis, baseados em ondas milimétricas, em cenários de desvanecimento generalizados. São investigados os modelos de desvanecimento α - μ e κ - μ , que caracterizam apropriadamente os cenários típicos esperados para mmW. Ademais, são analisadas as capacidades ergódicas e de *outage* considerando as frequências de 28 GHz, 38 GHz, 60 GHz e 73 GHz com 1 GHz de largura de banda. Além disso, a capacidade de Shannon é reescrita a fim de investigar os limites de capacidade do canal para mmW.

4.1 Avaliação da capacidade do canal

4.1.1 Capacidade em canais AWGN

Considere um canal avaliado em tempo discreto, com ruído aditivo Gaussiano branco e com relação entrada/saída de canal dada por $y[i] = x[i] + n[i]$, onde $x[i]$ é a entrada do canal no tempo de i , $y[i]$ é a saída correspondente do canal, e $n[i]$ é um ruído Gaussiano branco. Suponha uma largura de banda de canal B . A relação sinal ruído do canal, é a potência de $x[i]$ dividida pela potência em $n[i]$, constante, e dada por γ . Esta métrica expressa a condição do canal de comunicação sem fio. A capacidade deste canal, em bits por segundo, é dada pela fórmula de Shannon como em [12], descrita pela Equação 4.1.

$$C = B \log_2(1 + \gamma). \quad (4.1)$$

A fórmula de Shannon é reescrita em [63], conforme a Equação 4.2, considerando que P_R pode ser reescrito segunda a Equação 2.2.

$$\begin{aligned} C &= B \log_2(1 + P_R/N) \\ &= B \log_2 \left(1 + \frac{P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^n}{k T N_F B} \right), \end{aligned} \quad (4.2)$$

em que P_R é a potência do sinal recebido, P_T é a potência do sinal transmitido, N é a potência do ruído, G_R é o ganho da antena receptora, G_T é o ganho da antena transmissora, λ é a métrica que representa o comprimento do onda do sinal transmitido, d é a distância entre as antenas transmissora e receptora, n é o expoente de perda, k é a constante de Boltzmann e vale $1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K, T representa a temperatura absoluta do sistema e N_F é a figura de ruído do sistema receptor.

Em princípio, uma alta taxa de dados pode ser alcançada por uma combinação de largura de banda e alcance dinâmico. O limite para a taxa de dados por meio de um enlace *single input e single-output* (SISO) é definida pela capacidade do canal e é uma função da largura de banda e da SNR [63].

A fim de normalizar a capacidade de Shannon, dada pela Equação 4.1, seja $X = B/(P_T G_T G_R)$ e $Z = P_T G_T G_R$, então, a capacidade do canal é calculada de forma generalizada como na

Equação 4.3.

$$\frac{C}{Z} = X \log_2 \left(1 + \frac{\left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^n}{k T N_F X} \right), \quad (4.3)$$

em que a capacidade normalizada é medida em bps/W.

A equação de Friis original é válida para ambientes de espaço livre, representada na Equação 2.1 pelo termo $P_T G_T G_R \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^n$, sendo que o parâmetro n é igual a 2 [63]. Para mmW, $n = 2$, [64] e a figura de ruído, obtida em [65], $N_F = 5$ dB na estação rádio-base e $N_F = 7$ dB no equipamento do usuário, tipicamente obtida em sistemas de comunicação móveis.

Definindo as larguras de banda em 200 KHz, 5 MHz, 20 MHz e 1 GHz, as frequências de transmissão em 1800 MHz, 1900 MHz, 2500 MHz e 28 GHz, para as tecnologias GPRS, UMTS, LTE e mmW, respectivamente, $N_F = 5$ dB e $T = 300$ K, este trabalho promove a comparação da capacidade do canal, de acordo com a Equação 4.3, para diferentes tecnologias.

A Figura 4.1 fornece o comportamento da capacidade de canal normalizada para diferentes tecnologias móveis, variando em função da distância, e mostra que a capacidade de canal alcançável é fortemente dependente da largura de banda disponível no sistema. Como esperado, mmW oferecem uma capacidade de canal maior que as tecnologias de comunicação sem fio atuais, uma vez que se dispões a utilizar larguras de banda de até 1 GHz. A desvantagem de usar mmW é o agravamento da perda de potência, para distâncias maiores.

Na Figura 4.2, compara-se diferentes frequências na faixa de mmW, considerando a mesma largura de banda, 1 GHz. As frequências mais baixas aumentam ligeiramente a capacidade de canal normalizada, uma vez que estão sujeitas a desvanecimentos menos severos. Este resultado demonstra que o aumento da frequência não é positivo para a melhoria do desempenho do sistema, considerando a mesma largura de banda em mmW. Além disso, as frequências da banda de mmW são propícias para as células até 200 m de raio, para a mesma largura de banda.

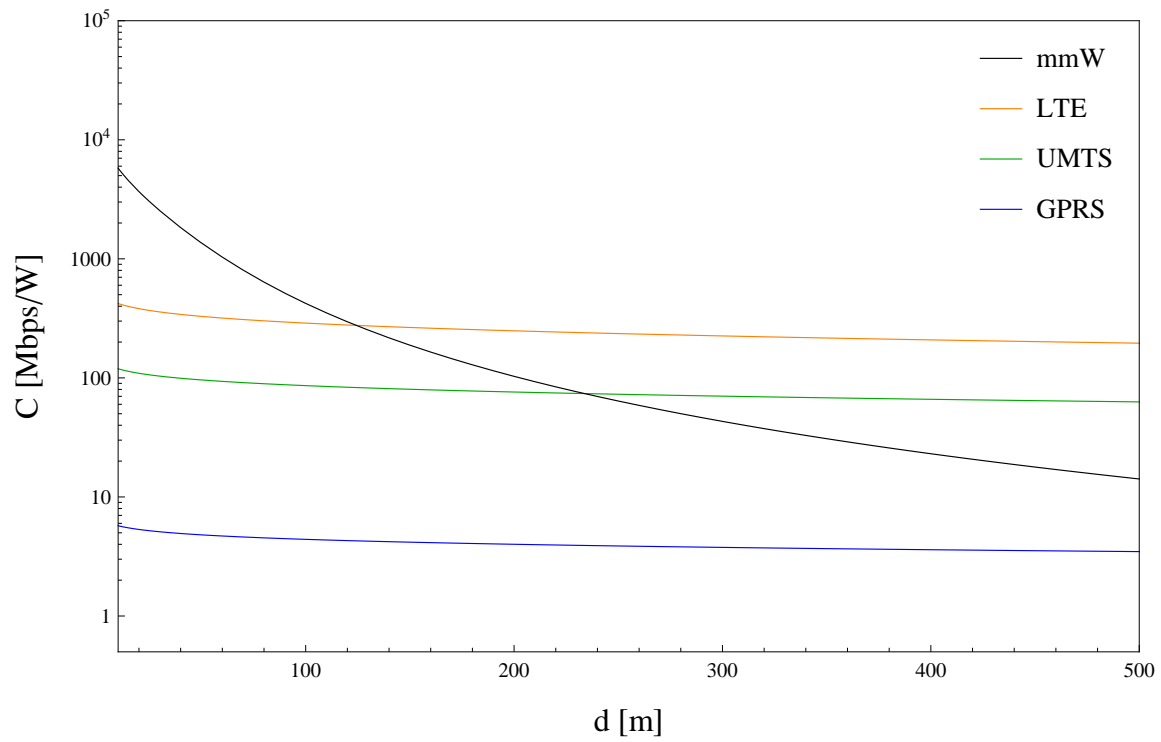


Figura 4.1: Capacidade do canal AWGN para diferentes tecnologias móveis.

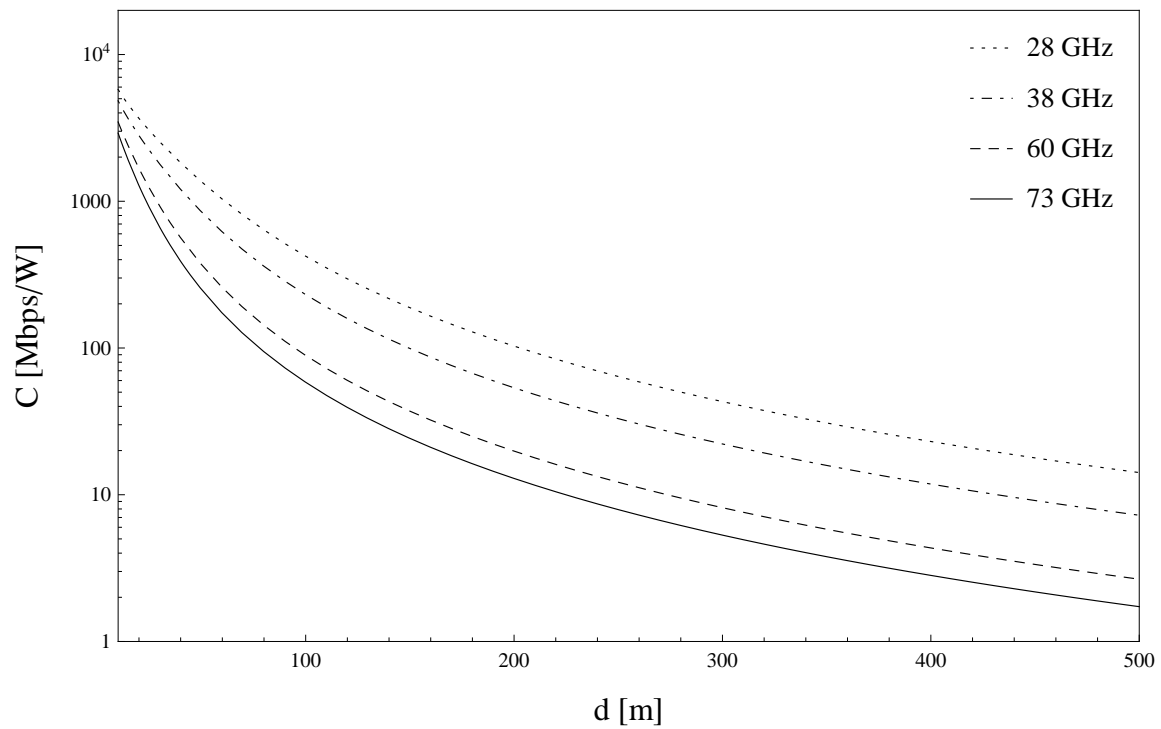


Figura 4.2: Capacidade do canal AWGN para sistemas em mmW.

A avaliação da capacidade do canal varia para diferentes larguras de banda, comprimentos de onda e de parâmetros de desvanecimento para diferentes tecnologias de comunicações móvel, ou ainda, a capacidade do canal pode variar devido a alguma destas métricas dentro mesma tecnologia, como observado.

A capacidade de canal traz a informação sobre a taxa máxima com que a informação pode ser transmitida por meio de um canal de comunicações de largura de banda especificada na presença de ruído. É uma aplicação do uso de canais ruidosos para arquitetar cenários de transmissão de dados em tempo contínuo com sinais analógicos sujeitos ao ruído Gaussiano. O limite teórico da capacidade de canal estabelece a capacidade do canal para dado enlace de comunicação, ou seja, fornece um limite da quantidade máxima de dados digitais que podem ser transmitidas sem erro, para dada largura de banda especificada na presença de interferência de ruído, supondo que a potência do sinal de transmissão é limitada e que o processo de ruído Gaussiano é caracterizado por uma potência ou densidade de potência espectral conhecida.

De modo geral, a partir dos gráficos obtidos constata-se que por meio do uso de mmW, para a transmissão de dados, torna-se possível atingir taxas de dados da ordem de Gbps em transmissões sem fio, permitindo o avanço sem precedentes de comunicações sem fio.

4.1.2 Capacidade Ergódica

A capacidade ergódica é definida como a taxa média máxima alcançável sobre todos os blocos de desvanecimento (média de longa duração). A capacidade ergódica é um bom indicador de limite de desempenho para serviços sensíveis ao atraso, quando o comprimento palavra-código (bloco de dados) é suficientemente longo para todos os blocos de desvanecimento. A capacidade ergódica sob um sistema com restrição de potência média de interferência é obtida conforme [12], segundo a Equação 4.4.

$$C = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (4.4)$$

em que B é a largura de banda disponível, γ é a SNR e $f_{\Gamma}(\gamma)$ é o modelo de distribuição do canal, ou seja, a função densidade de probabilidade da SNR instantânea. Esta fórmula da capacidade é traduzida como uma média probabilística, ou seja, a capacidade ergódica é igual a capacidade de Shannon para um canal AWGN dada por $B \cdot \log_2(1 + \gamma)$, calculada a média sobre a distribuição de γ [12], sendo γ , a SNR.

4.1.2.1 Capacidade Ergódica em canais com desvanecimento α - μ

A capacidade ergódica em cenários de desvanecimento α - μ é obtida usando a Equação 2.6 na Equação 4.4. Em tal ambiente de desvanecimento, $\alpha > 0$ modela a não linearidade do meio de propagação, enquanto $\mu > 0$ representa o número de clusters de multipercurso. A capacidade ergódica, calculada a média sobre a distribuição α - μ variando em função de γ , é obtida em [26], conforme a Equação 4.5.

$$C_{erg} = \frac{B}{\ln(2)} \frac{1}{\sqrt{k} \beta^{\frac{\alpha\mu}{2}} \Gamma(\mu) (2\pi)^{\frac{k+\alpha k-3}{2}}} \times G_{\alpha k, k(\alpha+1)}^{k(\alpha+1), \frac{\alpha k}{2}} \left[\frac{\beta^{-\frac{\alpha k}{2}}}{k^k} \left| \begin{array}{l} \Phi\left(\frac{\alpha k}{2}, -\frac{\alpha\mu}{2}\right), \Phi\left(\frac{\alpha k}{2}, 1 - \frac{\alpha\mu}{2}\right) \\ \Phi(k, 0), \Phi\left(\frac{\alpha k}{2}, -\frac{\alpha\mu}{2}\right), \Phi\left(\frac{\alpha k}{2}, -\frac{\alpha\mu}{2}\right) \end{array} \right. \right] \quad (4.5)$$

em que, $\beta = \bar{\gamma} \cdot \Gamma(\mu) / \Gamma(\mu + \frac{2}{\alpha})$, $\Phi(n, \varrho) \triangleq \varrho/n, (\varrho + 1)/n, \dots, (\varrho + n - 1)/n$, em que ϱ é um valor arbitrário real e n um inteiro positivo, $\alpha k/2, k$ são inteiros positivos arbitrários e $G_{p,q}^{m,n}$ é a função Meijer G [27].

4.1.2.2 Capacidade Ergódica em canais com desvanecimento κ - μ

A capacidade ergódica em cenários de desvanecimento κ - μ é obtida usando a Equação 2.10 na Equação 4.4. A capacidade ergódica, calculada a média sobre a distribuição κ - μ variando em função de γ , é obtida em [26], conforme a Equação 4.6.

$$C_{erg} = \frac{B}{\ln(2)} \frac{1}{\exp(\kappa\mu)} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(\mu\kappa)^n}{n! \Gamma(n + \mu)} G_{2,3}^{3,1} \left[\frac{\mu(1 + \kappa)}{\bar{\gamma}} \mid \begin{matrix} 0, 1 \\ n + \mu, 0, 0 \end{matrix} \right]. \quad (4.6)$$

A capacidade ergódica em ambientes submetidos a desvanecimentos de canal κ - μ é adequada para avaliar a taxa de dados máxima alcançável em ambientes LOS. Já a capacidade ergódica em ambientes submetidos a desvanecimentos de canal α - μ é adequada para avaliar a taxa de dados máxima alcançável em ambientes sujeitos aos efeitos de multipercuro.

As Figuras 4.3 e 4.4 retratam a capacidade ergódica em função da $\bar{\gamma}$, para diferentes tecnologias móveis e para diferentes condições de desvanecimento em mmW, respectivamente, utilizando as Equações 4.5 e 4.6. Na Figura 4.3, a capacidade ergódica ilustra que a capacidade média de sistemas de comunicação que operam em mmW é muito maior do que a capacidade de sistemas como o GPRS, UMTS e LTE, em ambientes de desvanecimento κ - μ , que modela apropriadamente cenários com LOS. Como esperado, a tecnologia de ondas milimétricas requer limiares de SNR médias mais elevadas para que o tráfego de dados atinja a capacidade máxima possível. A largura de banda disponível tem um enorme impacto sobre a taxa máxima média obtida, em todos os blocos de desvanecimento do sistema.

A Figura 4.4 ilustra a capacidade ergódica em relação aos modelos de desvanecimento generalizadas para mmW, ou seja, sob as distribuições α - μ e κ - μ . Embora os sistemas de ondas milimétricas sejam projetados preferencialmente para cenários em que há LOS, em ambientes reais estes sistemas também estarão sujeitos a condições de multipercuro e com não-linearidades, justificando a análise com o uso do modelo de desvanecimento de canal α - μ .

O comportamento das curvas se dá como esperado. Piores condições de desvanecimento, como para menores valores de α e μ implicam em capacidades menores, no entanto os valores de capacidade atingidos ainda são satisfatórios devido a enorme largura de banda utilizada nesta tecnologia. A mesma análise é aplicável para o parâmetro κ , valores mais baixos indicam condições desvanecimento severas e uma capacidade menor, enquanto os maiores valores do parâmetro κ evidenciam capacidades maiores.

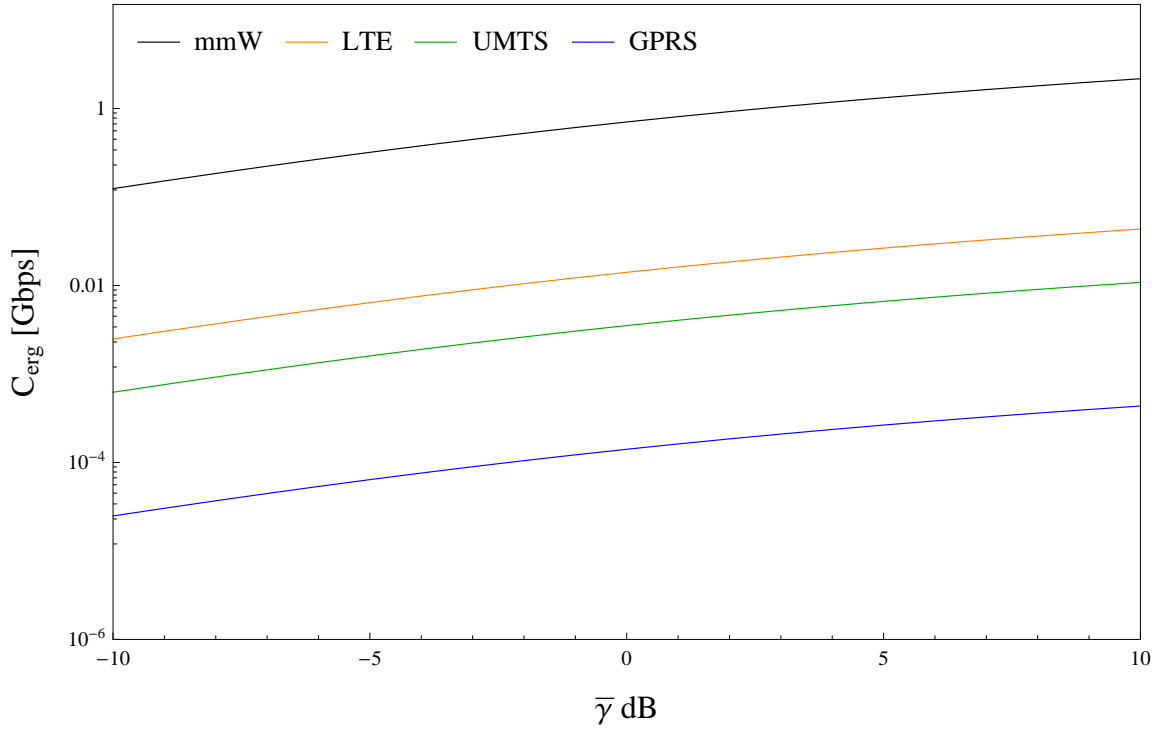


Figura 4.3: Capacidade Ergódica para diferentes tecnologias móveis em canais κ - μ .

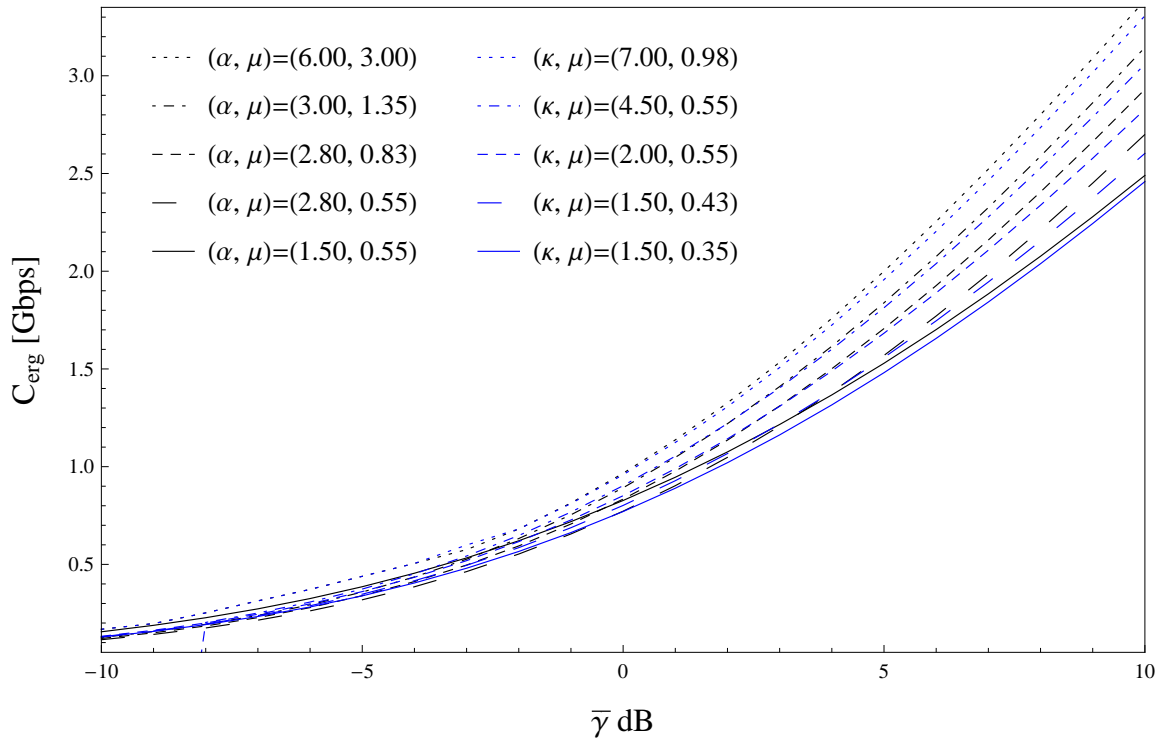


Figura 4.4: Capacidade Ergódica para sistemas em mmW em canais α - μ e κ - μ .

4.1.3 Capacidade de *Outage*

A probabilidade de *outage*, P_{out} , é definida como a probabilidade de que a taxa de erro exceda um valor pré-definido ou, equivalentemente, a probabilidade de que a SNR recebida esteja abaixo de um limiar pré-definido, ou seja, de que o sinal recebido esteja com intensidade inferior a um limiar. A probabilidade de *outage* é uma importante medida de desempenho a ser determinada para qualquer canal sem fios. A probabilidade de *outage* ao longo de um canal com desvanecimento é definida como

$$P_{out} = P\{\gamma < \gamma_{min}\} = \int_0^{\gamma_{min}} f_{\Gamma}(\gamma) d\gamma = F_{\Gamma}(\gamma_{min}), \quad (4.7)$$

em que γ_{min} é o limiar de decodificação da SNR e $P\{\cdot\}$ indica probabilidade. Se a SNR recebida é inferior ao limiar γ_{min} , então os bits recebidos durante esta transmissão não podem ser decodificados corretamente e o receptor declara *outage*.

A capacidade de *outage* é definida como a máxima taxa de dados que pode ser mantida em todos os canais com estado de não-*outage* vezes a probabilidade de não-*outage*. A capacidade de *outage* associada a uma determinada probabilidade de *outage*, P_{out} , e ao correspondente limiar de decodificação, γ_{min} , é dada como [12]

$$C_{out} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\mathbf{E}_{\gamma_{min}} [1/\gamma]} \right) (1 - P_{out}), \quad (4.8)$$

em que $\mathbf{E}_{\gamma_{min}} [1/\gamma] = \int_{\gamma_{min}}^{\infty} (1/\gamma) p(\gamma) d\gamma$ [12].

4.1.3.1 Capacidade de *Outage* em canais com desvanecimento α - μ

Substituindo a distribuição α - μ na Equação 4.7, a P_{out} de canais submetidos a desvanecimentos α - μ é então obtida conforme [66]

$$P_{out} = P\{\gamma < \gamma_{min}\} = \frac{\Gamma \left(\mu, \mu \left(\frac{\gamma_{min}}{\gamma} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right)}{\Gamma(\mu)}, \quad (4.9)$$

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

A capacidade de *outage* de canais com desvanecimento α - μ é então obtida conforme

$$C_{out} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\mathbf{E}_{\gamma_{min}} [1/\gamma]} \right) \frac{\Gamma \left(\mu, \mu \left(\frac{\gamma_{min}}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right)}{\Gamma(\mu)}. \quad (4.10)$$

A capacidade de *outage* em canais com desvanecimento α - μ fornece uma análise das taxas máximas que podem ser mantidas para sistemas de comunicação sem fio com não-linearidades.

4.1.3.2 Capacidade de *Outage* em canais com desvanecimento κ - μ

Substituindo a distribuição κ - μ na Equação 4.7, a P_{out} de canais submetidos a desvanecimentos κ - μ é então obtida conforme [24]

$$P_{out} = P\{\gamma < \gamma_{min}\} = 1 - Q_{\mu} \left(\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu \frac{\gamma_{min}}{\bar{\gamma}}} \right), \quad (4.11)$$

em que $Q_u(\cdot, \cdot)$ é a função Marcum-Q generalizada. Desta forma, a capacidade *outage* de canais com desvanecimento κ - μ é obtida conforme

$$C_{out} = B \log_2 \left(1 + \frac{1}{\mathbf{E}_{\gamma_{min}} [1/\gamma]} \right) Q_{\mu} \left(\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)\mu \frac{\gamma_{min}}{\bar{\gamma}}} \right). \quad (4.12)$$

A capacidade de *outage* em canais com desvanecimento κ - μ fornece uma análise das taxas máximas que podem ser mantidas para sistemas de comunicação sem fio que consideram ambientes com linhas de visada.

Os resultados da capacidade de *outage* são apresentados graficamente, nas Figuras 4.5 e 4.6, derivados da Equação 4.10 e 4.12, considerando canais submetidos aos modelos de desvanecimento de pequena escala α - μ e κ - μ . A partir das curvas obtidas é possível analisar o desempenho de sistemas de telecomunicações operando em mmW e em redes móveis atuais.

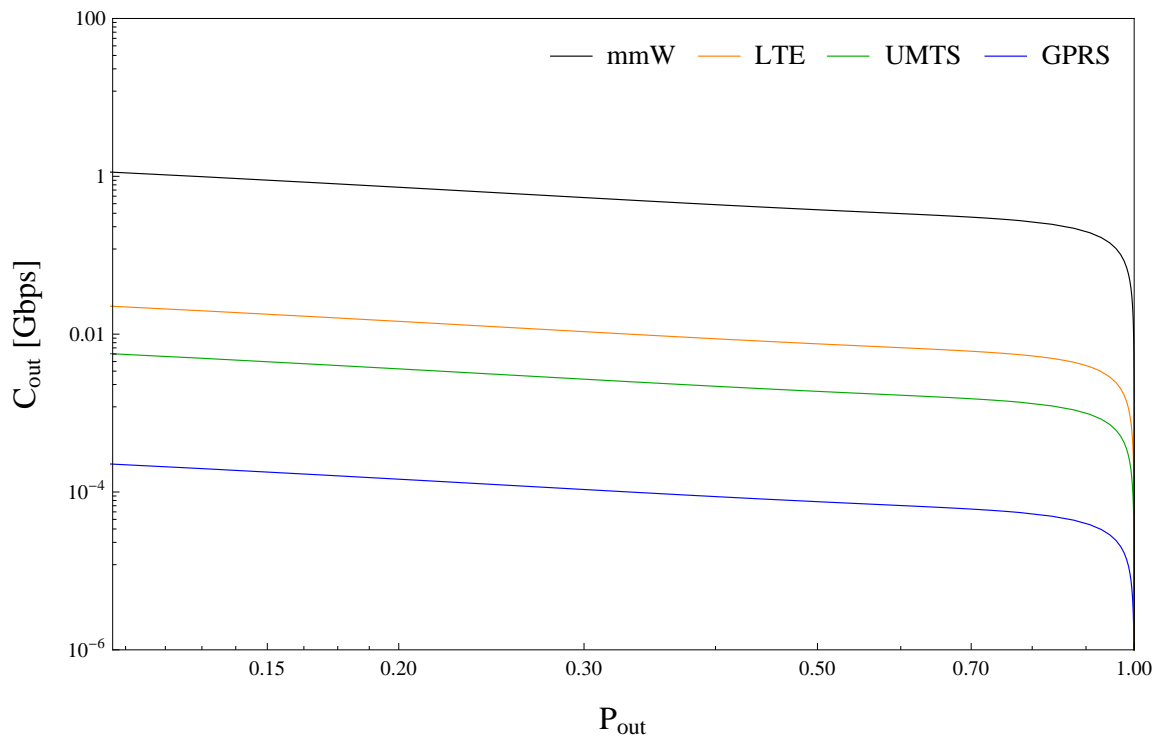


Figura 4.5: Capacidade de *Outage* para diferentes tecnologias móveis em canais κ - μ .

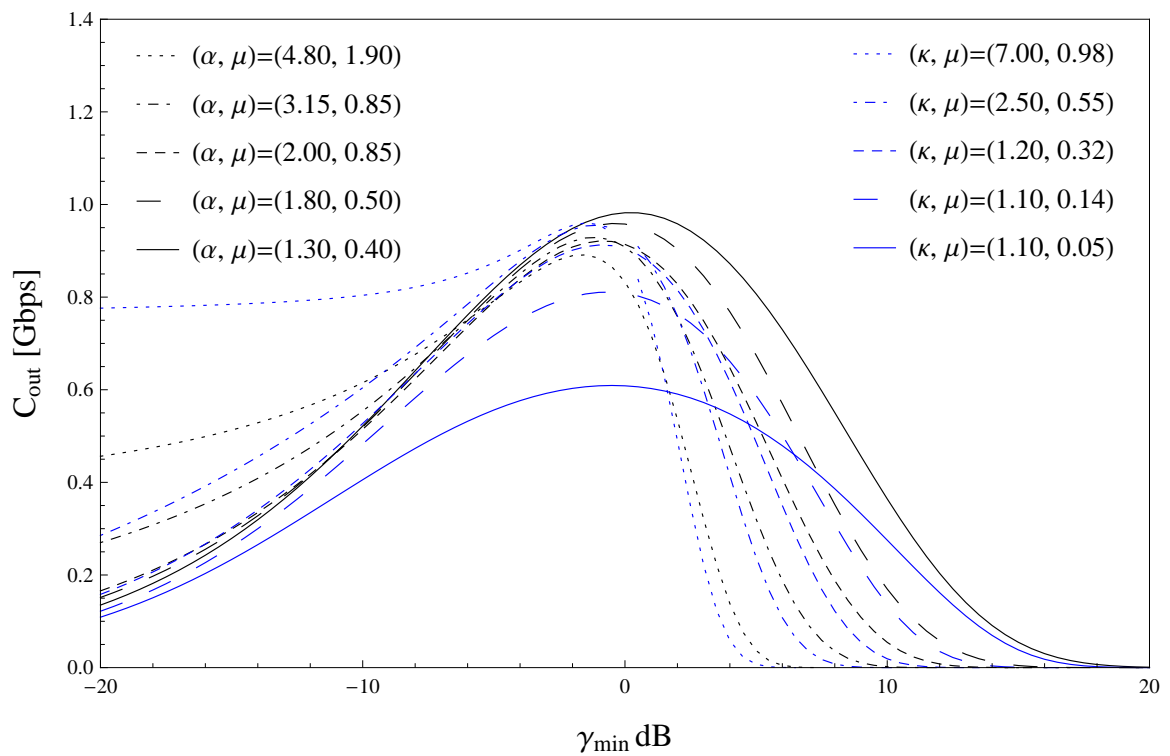


Figura 4.6: Capacidade de *Outage* para sistemas em mmW em canais α - μ e κ - μ .

Várias observações na Figura 4.5 são dignas de nota. Para os sistemas GPRS, UMTS, LTE e de mmW, as curvas mostram que a capacidade de *outage* varia inversamente com a probabilidade de *outage*, como esperado. Quando P_{out} tende a 1, o receptor está sempre em *outage* - o sinal recebido não pode ser decodificado e a conexão é interrompida - e a taxa máxima de informação que pode ser alcançada entre o transmissor e o receptor tende a 0.

Observa-se também que os sistemas com larguras de banda mais elevadas proporcionam um aumento da capacidade de *outage*, para a mesma probabilidade de *outage*. Neste âmbito, os sistemas de mmW tem seu valor contributivo reforçado, uma vez que permitem que a alta taxa de dados possa ser mantida mesmo em condições difíceis de desvanecimento.

Na Figura 4.6, a capacidade de *outage* ilustra a taxa máxima de dados que pode ser mantida por sistemas de comunicação em mmW, com 1 GHz de largura de banda e considerando variações de γ_{min} , em ambientes com desvanecimento modelados pela distribuição α - μ , que consideram a não-linearidade, e em ambientes com desvanecimento κ - μ os quais modelam apropriadamente cenários em LOS. Para limites específicos de γ_{min} , menores valores de α e μ implica em uma capacidade de *outage* menor. Além disso, para modelos de desvanecimento de canal κ - μ , menores valores do parâmetro κ indicam condições de desvanecimento severas, reduzindo a capacidade de *outage*, enquanto maiores valores de κ reforçam a capacidade de *outage*, uma vez que as características do canal tendem a favorecer o sistema de comunicação. Grandes larguras de banda de canal permitem que os problemas relacionados ao desvanecimento sejam superados, em relação à capacidade de *outage*. Este é um dos impactos mais importantes dos sistemas de ondas milimétricas.

Ademais, em complemento à análise da capacidade de *outage*, observa-se que a taxa máxima de dados que pode ser mantida no sistema de comunicação em mmW é maximizada para um limiar específico do decodificação, γ_{min} . Este resultado demonstra que, para cada condição do canal existem parâmetros de configuração que se ajustam melhor às condições de transmissão do sistema.

4.2 Conclusões

Este capítulo serviu para a apresentação da avaliação e da análise da capacidade de canais com desvanecimento de pequena escala α - μ e κ - μ , em sistemas de comunicação sem fio operando na frequência de ondas milimétricas. Foram abordadas as métricas que permitem a avaliação dos limites de capacidade do canal submetido a diferentes condições de desvanecimento, mais especificamente, os limites de capacidade em canais AWGN, a capacidade ergódica e a capacidade de *outage* em sistemas operando em mmW e em outras tecnologias de comunicação móvel.

A análise da capacidade do canal abordou canais modelados pelas distribuições α - μ e κ - μ , úteis para a modelagem de desvanecimento em canais com cenário sem linha-de-visada e com linha-de-visada, respectivamente. A utilização de um modelo que caracterize um canal com linha-de-visada, κ - μ , se justifica pela característica de propagação de sistemas em ondas milimétricas e, embora os sistemas de ondas milimétricas sejam projetados preferencialmente para cenários em que há linha-de-visada, em ambientes reais tais sistemas também estarão sujeitos a condições de multipercurso e com não-linearidades, justificando a análise da capacidade do canal com o uso do modelo de desvanecimento α - μ .

Por fim, a partir dos resultados obtidos, graficamente ilustrados, foi constatado o aprimoramento da capacidade do canal em função da disponibilização de enormes larguras de banda. Observou-se ainda que, sistemas operando em frequências acima de 30 GHz são adequados para células de no máximo 200 metros. Tais resultados auxiliam a exploração avaliativa do comportamento de futuras redes de telecomunicações.

5 Análise da Capacidade de Canais sem Fio η - μ em Compartilhamento de Espectro

O desempenho de sistemas de comunicação sem fio baseia-se na capacidade do canal, na probabilidade *outage*, na probabilidade de interferência dentre outros aspectos de caracterização do sistema. Estas métricas envolvem a informação da relação entre as potências de sinal medidas, por exemplo, a razão sinal-ruído, que é o quociente entre a potência do sinal desejado e a potência de interferência, sendo a potência do ruído ou da interferência comumente obtida como resultado de uma soma de sinais interferentes.

Além disso, em sistemas operando em um canal não-determinístico, as estatísticas da razão de variáveis aleatórias são importantes para caracterizar os sistemas de comunicação sem fio e são o ponto chave para avaliar o seu desempenho. Exemplos de aplicações da avaliação das estatísticas da razão de variáveis aleatórias incluem redes celulares sujeitas a interferência co-canal, comunicações de espectro de dispersão, rádio cognitivo num ambiente de compartilhamento de espectro, entre outros.

O compartilhamento do espectro abre oportunidades para operadoras de telefonia móvel permitirem dinamicamente o uso oportunístico do espectro subutilizado atualmente [67]. A abordagem de usuários primários e secundários, compartilhando o acesso, apresenta grande promessa na utilização eficiente do espectro. Alguns modelos de desvanecimento generalizados, como κ - μ , α - μ e η - μ , têm sido amplamente estudados, a fim de analisar várias características dos sistemas de comunicação [68] e [69]. Em [70], as estatísticas da razão de variáveis aleatórias para o modelo de desvanecimento $\alpha - \mu$ são investigadas.

Este trabalho envolve a obtenção de expressões de forma fechada, generalizadas e exatas, para a função de densidade de probabilidade e para a função de distribuição acumulada para a razão de variáveis aleatórias η - μ , independentes e não-identicamente distribuídas [26]. A fim de explorar a análise do desempenho de sistemas com compartilhamento de espectro obtêm-se expressões de forma fechada para a capacidade limitada ao atraso, para a probabilidade de *outage* e para a capacidade ergódica. Ademais, faz-se uma avaliação do comportamento da capacidade do sistema sob o efeito da variação dos parâmetros de desvanecimento.

5.1 Razão de Variáveis Aleatórias Independentes η - μ

Seja a variável aleatória $G \geq 0$ a potência instantânea ou a potência do sinal ou ganho de potência do canal, dependendo da aplicação. Considerando que a variável aleatória G possua comportamento estatístico modelado conforme a distribuição η - μ – Equação 2.12 – a PDF de G pode ser expressa conforme a Equação 5.1.

$$f_G(g) = \frac{2\sqrt{\pi}\mu^{\mu+\frac{1}{2}}h^\mu}{\bar{g}H^{\mu-\frac{1}{2}}e^{\frac{2\mu hg}{g}}\Gamma(\mu)} \left(\frac{g}{\bar{g}}\right)^{\mu-\frac{1}{2}} I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(\frac{2\mu Hg}{\bar{g}}\right), \quad (5.1)$$

considerando o formato 1 da distribuição η - μ .

Seja a variável aleatória X definida como a razão de outras duas variáveis aleatórias, conforme a Equação 5.2.

$$X \triangleq \frac{G_N}{G_D}, \quad (5.2)$$

em que G_N e G_D são instanciações da variável aleatória G . Assumindo que G_N e G_D são estatisticamente independentes, a PDF resultante pode ser expressa como em [9], conforme a Equação 5.3.

$$f_X(x) = \int_0^\infty t f_{G_N}(xt) f_{G_D}(t) dt, \quad (5.3)$$

com $f_{G_N}(\cdot)$ e $f_{G_D}(\cdot)$ denotando as PDFs de G_N e G_D , respectivamente.

Adicionando o subscrito apropriado à Equação 5.1 e utilizando na Equação 5.3, a PDF de X , $f_X(x)$, pode ser calculada após algumas manipulações algébricas.

Nota-se que ao lidar com a álgebra de variáveis aleatórias, transformadas de integrais desempenham um papel importante. Em especial, sabe-se que a transformada de Laplace da distribuição da soma de variáveis aleatórias positivas independentes é o produto das transformadas de Laplace de cada variável aleatória sendo adicionado [71, Eq. 3.2.9]. Por outro lado, sabe-se que a transformada de Mellin da distribuição do produto de variáveis aleatórias positivas independentes é o produto da Mellin transformada de cada variável a ser multiplicada [71, Eq. 4.3.5]. Ambos os resultados fornecem uma maneira simples para derivar as distribuições que envolvam somas, diferenças, produtos e relações entre variáveis aleatórias independentes.

Sejam G_N e G_D duas variáveis aleatórias η - μ independentes com funções de densidade de probabilidade $f_{G_N}(x)$ e $f_{G_D}(x)$, respectivamente. Além disso, considera-se que $X \triangleq \frac{G_N}{G_D}$. Desta forma, a transformada de Mellin da função densidade de probabilidade de X , $f_X(x)$, pode ser dada em termos da transformada de Mellin de ambas as PDFs de G_N e G_D como [71, Eq. 4.3.14]

$$M_s(f_X) = M_s(f_{G_N})M_{2-s}(f_{G_D}), \quad (5.4)$$

em que $M_s(f_X) = E(X^{s-1})$ é a transformada de Mellin de f_X e $E(\cdot)$ denota esperança. Nota-se que a Equação 5.4 é consequência direta da Equação 5.3.

Para a variável aleatória G_N modelada pela distribuição η - μ , a transformada de Mellin pode ser obtida conforme [26, Eq. 21]

$$M_s(f_{G_N}) = E(G_N^{s-1}) = \frac{h_N^{-\mu_N}}{\Gamma(\mu_N)} \left(\frac{\bar{g}_N}{h_N \mu_N} \right)^{s-1} G_{2,2}^{1,2} \left[-\frac{H_N^2}{h_N^2} \middle| \begin{matrix} (\frac{3}{2} - \frac{s}{2} - \mu_N, 1 - \frac{s}{2} - \mu_N) \\ (0, \frac{1}{2} - \mu_N) \end{matrix} \right], \quad (5.5)$$

em que $G_{p,q}^{m,n}$ representa a função Meijer-G. O resultado da Equação 5.5 apresenta-se em uma forma ligeiramente diferente quando comparado ao apresentado em [26, Eq. 21]. A principal diferença é que a primeira forma é dada em termos da função Meijer-G, enquanto que a segunda forma considera a função de Gauss-hipergeométrica. Ambos os resultados são, por outro lado, equivalentes. Além disso, a transformada de Mellin de f_{G_D} segue facilmente da Equação 5.5, considerando os índices adequados.

Desta forma, por meio das Equações 5.4 e 5.5, a transformada de Mellin f_X pode ser expressa como

$$M_s(f_X) = \frac{(h_N^{\mu_N} \Gamma(\mu_N))^{-1}}{h_D^{\mu_D} \Gamma(\mu_D)} \left(\frac{h_D \mu_D \bar{g}_N}{h_N \mu_N \bar{g}_D} \right)^{s-1} G_{2,2}^{1,2} \left[-\frac{H_N^2}{h_N^2} \middle| \begin{matrix} (\frac{3}{2} - \frac{s}{2} - \mu_N, 1 - \frac{s}{2} - \mu_N) \\ (0, \frac{1}{2} - \mu_N) \end{matrix} \right] \\ \times G_{2,2}^{1,2} \left[-\frac{H_D^2}{h_D^2} \middle| \begin{matrix} (\frac{1}{2} + \frac{s}{2} - \mu_D, \frac{s}{2} - \mu_D) \\ (0, \frac{1}{2} - \mu_D) \end{matrix} \right]. \quad (5.6)$$

Por meio da definição da função I de duplo chapéu, \hat{I}_m , recentemente introduzida em [72, Eq. 25], a representação da PDF de X é obtida como

$$f_X(x) = \frac{(h_N^{\mu_N} \Gamma(\mu_N))^{-1}}{h_D^{\mu_D} \Gamma(\mu_D)} \times \hat{I}_2 \left[x \left| \begin{array}{cc} \left(\frac{3}{2} - \mu_N, -\frac{1}{2}, 1 \right), (1 - \mu_N, -\frac{1}{2}, 1), (1, 2, 2, 2) & \left(\frac{1}{2} - \mu_D, \frac{1}{2}, 1 \right), (-\mu_D, \frac{1}{2}, 1), (1, 2, 2, 2) \\ (0, 0, 1), \left(\frac{1}{2} - \mu_N, 0, 1 \right) & (0, 0, 1), \left(\frac{1}{2} - \mu_D, 0, 1 \right) \\ \left(-\frac{H_N^2}{h_N^2}, 0, 1, 0, 0, 1 \right) & \left(-\frac{H_D^2}{h_D^2}, 0, 1, 0, 0, 1 \right) \\ \left(0, \frac{h_N \mu_N}{g_N}, -1, 1, 0, 0 \right) & \left(0, \frac{h_D \mu_D}{g_D}, 1, -1, 0, 0 \right) \end{array} \right. \right], \quad (5.7)$$

em que \hat{I}_m denota a função I de duplo chapéu, introduzida em [72, Eq. 25].

A fim de obter se obter a CDF de X , basta usar [72, Eq. 25] e a fórmula de inversão para a transformada de Mellin [71, Eq. 4.2.2]

$$f(x) = \frac{1}{2\pi i} \int_L x^{-s} M_s(f(x)) ds; \quad i = \sqrt{-1}, \quad (5.8)$$

notando que sob restrições adequadas

$$\int_0^y f(x) dx = \frac{y}{2\pi i} \int_L \frac{y^{-s} M_s(f(x))}{1-s} ds. \quad (5.9)$$

Diretamente, a CDF de X pode ser calculada conforme a Equação 5.10.

$$F_X(x) = x \frac{(h_N^{\mu_N} \Gamma(\mu_N))^{-1}}{h_D^{\mu_D} \Gamma(\mu_D)} \times \hat{I}_2 \left[x \left| \begin{array}{cc} \left(\frac{3}{2} - \mu_N, -\frac{1}{2}, 1 \right), (1 - \mu_N, -\frac{1}{2}, 1), (1, 2, 2, 2) & \left(\frac{1}{2} - \mu_D, \frac{1}{2}, 1 \right), (-\mu_D, \frac{1}{2}, 1), (1, 2, 2, 2) \\ (0, 0, 1), \left(\frac{1}{2} - \mu_N, 0, 1 \right) & (0, 0, 1), \left(\frac{1}{2} - \mu_D, 0, 1 \right) \\ \left(-\frac{H_N^2}{h_N^2}, 0, 1, 0, 0, 1 \right) & \left(-\frac{H_D^2}{h_D^2}, 0, 1, 0, 0, 1 \right) \\ \left(0, \frac{h_N \mu_N g_D}{h_D \mu_D g_N}, -1, 1, 0, 0 \right) & (-1, 1, 0, -1, 0, 0) \end{array} \right. \right] \quad (5.10)$$

No caso do o valor médio de X , a última representação decorre de [72, Eq. 25] notando que a Equação 5.8 também fornece, sob restrições adequadas:

$$\int_{\frac{1}{\gamma}}^{\infty} \log 2(\gamma x) f(x) dx = \frac{1}{2\pi i \log(2)\gamma} \int_L \frac{\gamma^s M_s(f(x))}{(1-s)^2} ds. \quad (5.11)$$

Finalmente, o valor médio de X é obtido para $s = 2$ na Equação 5.6. Usando procedimentos estatísticos padrão, o valor médio de X pode ser derivado e expresso conforme a Equação 5.12.

$$E(X) = \frac{\bar{g}_N}{\bar{g}_D} \frac{\mu_D h_N^{1-\mu_N} h_D^{1-\mu_D} \left(1 - \frac{H_N^2}{h_N^2}\right)^{-\mu_N}}{(\mu_D - \frac{1}{2})(h_N^2 - H_N^2)} {}_2F_1\left(\mu_D - \frac{1}{2}, \mu_D; \mu_D + \frac{1}{2}; \frac{H_D^2}{h_D^2}\right), \quad (5.12)$$

em que ${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$ representa a função hipergeométrica [27, Eq. 15.1.1].

5.2 Análise da Capacidade em Sistemas de Compartilhamento de Espectro

Considere um sistema de compartilhamento de espectro em um canal com *block-fading* em que a um usuário secundário (US) é autorizado o uso do espectro licenciado para o usuário primário (UP), desde que a potência de interferência no receptor primário (UP-Rx) permaneça abaixo de um determinado limiar – modelo de acesso *underlay*. O usuário secundário não pode interromper a comunicação do usuário primário. Considera-se G_0 e G_1 os ganhos de potência instantânea do canal de comunicação nos enlaces entre o transmissor secundário (US-Tx) e o receptor primário (UP-Rx) e entre o transmissor secundário (US-Tx) e receptor secundário (US-Rx), respectivamente, modelados pela distribuição η - μ [26]. Os ganhos são independentes e do tipo *flat fading*, sujeitos a ruído aditivo Gaussiano branco. Além disso, os termos de ruído correspondentes n_0 e n_1 são variáveis independentes circularmente simétricas, complexas, gaussianas aleatórias com média zero e variância N_0 [73]. Finalmente, considera-se que a informação sobre o estado do canal G_0 e G_1 é conhecido por US-Tx. A Figura 5.1 ilustra o cenário de compartilhamento do espectro em análise.

Considere ainda que $P(G_0, G_1) \geq 0$ seja a potência de transmissão instantânea do US-Tx para o par de ganho de canal (G_0, G_1) . Além disso, W_{avg} e W_{pk} denotam a restrição da potência de interferência média e de pico em UP-Rx, respectivamente. $P(G_0, G_1)$ deve ser escolhido de forma a respeitar o limites W_{avg} e W_{pk} em UP-Rx. Desta forma,

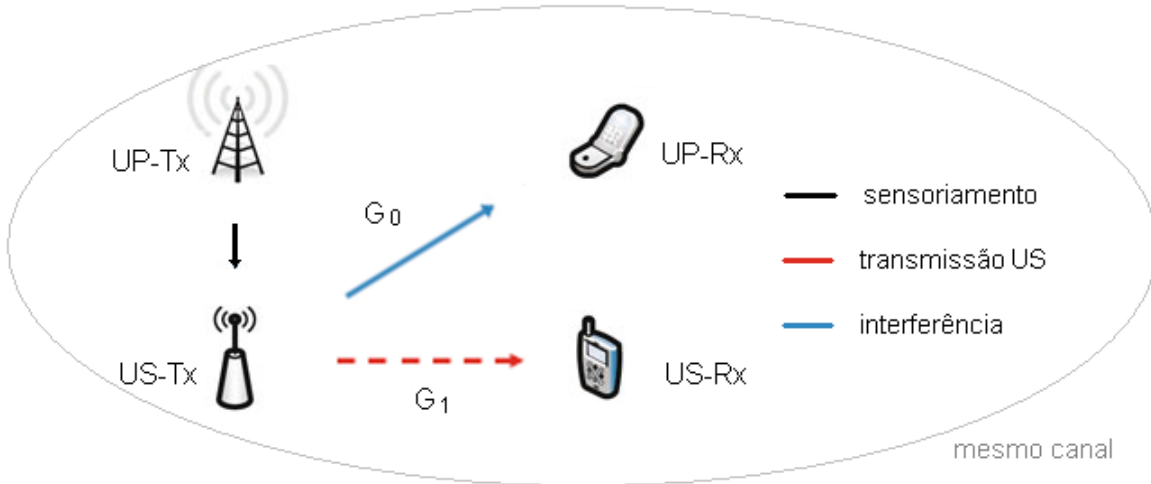


Figura 5.1: Cenário de compartilhamento de espectro.

$$W_{avg} \leq E[G_0 P(G_0, G_1)] \text{ e} \quad (5.13)$$

$$W_{pk} \leq G_0 P(G_0, G_1).$$

W_{avg} é um parâmetro mais adequado para serviços em que a qualidade de serviço, QoS , a longo prazo no enlace PU-Rx é mais relevante, enquanto W_{pk} é mais adequado para serviços com uma exigência de QoS instantâneo.

5.2.1 Minimização da Probabilidade de *Outage* em Cenário de Compartilhamento Espectral

A minimização da probabilidade de *outage* para uma dada taxa de transmissão R_0 equivale a determinar a capacidade de *outage* – taxa constante máxima que pode ser mantida para uma determinada probabilidade *outage* – máxima de um sistema de comunicação sem fio em função da probabilidade de *outage*.

Assumindo uma restrição do pico da potência de interferência W_{pk} no receptor primário, o problema de minimização da probabilidade de *outage* do receptor secundário pode ser formulado como 5.14, para $\Pr\{\cdot\}$ denotando a probabilidade.

$$\begin{cases} \text{minimize} & \Pr \left\{ \log_2 \left[1 + \frac{G_1 P(G_0, G_1)}{N_0} \right] < R_0 \right\}, \\ \text{subject to} & G_0 P(G_0, G_1) \leq W_{pk}. \end{cases} \quad (5.14)$$

Tal formulação deriva do fato que $P(G_0, G_1)$ deve ser escolhido de forma a respeitar os limites W_{avg} e W_{pk} em UP-Rx, considerando as condições do canal G_0 modelado pela distribuição η - μ . Pode-se observar claramente que a Equação 5.14 é minimizada por $P(G_0, G_1) = W_{pk}/G_0$, uma vez que a probabilidade de *outage* em US-Rx é minimizada ao se maximizar a potência de transmissão de US-Tx, respeitando a condição $G_0 P(G_0, G_1) \leq W_{pk}$. Desta forma, a probabilidade de *outage* pode ser expressa conforme a Equação 5.15.

$$P_{out} = \Pr \left\{ \frac{G_1}{G_0} < \frac{N_0(2^{R_0} - 1)}{W_{pk}} \right\}. \quad (5.15)$$

Nota-se que a distribuição estatística da razão G_1/G_0 é a chave para o cálculo da Equação 5.15. Para $G_1 = G_N$ e $G_0 = G_D$ na Equação 5.2, a PDF e a CDF da razão G_1/G_0 são prontamente obtidas. Então, a probabilidade de *outage* pode ser expressa conforme a Equação 5.10 e pode ser usada para avaliar a probabilidade de que o rádio cognitivo não interfira no sistema primário de comunicação, por exemplo.

$$P_{out} = F_X \left(\frac{N_0(2^{R_0} - 1)}{W_{pk}} \right), \quad (5.16)$$

sendo $F_X(\cdot)$ dado pela Equação 5.10.

Os resultados da probabilidade de *outage* são apresentados graficamente, derivados da Equação 5.16, considerando canais submetidos ao modelo de desvanecimento η - μ , conforme a Figura 5.2. A partir das curvas obtidas é possível analisar o comportamento do sistema de compartilhamento de espectro. Sem perda de generalidade, para a análise da probabilidade de *outage* assume-se que $\bar{g}_0 = \bar{g}_1 = 1$.

A Figura 5.2 traça a probabilidade de *outage* do US-Rx em função W_{pk} para diferentes condições de desvanecimento e pela configuração $R_0 = 1 \text{ bit/s/Hz}$ e $N_0 = 1$. Note que para maiores valores de μ_0 , a probabilidade de *outage* de US-Rx aumenta, conforme o esperado. Isto se baseia no fato de que, para condições de desvanecimento menos severas no enlace entre US-Tx e UP-Rx (enlace de interferência), para que se respeite os limites W_{avg} e W_{pk} em UP-Rx, a potência de transmissão do enlace entre US-Tx e US-Rx (enlace secundário) deve ser diminuída, fazendo com que, conseqüentemente, haja menos interferência no enlace entre US-Tx e UP-Rx e maior probabilidade de *outage* no receptor secundário. Maiores valores de η_0 , considerando os parâmetros η_1 e μ_1 fixos, permitem a mesma análise.

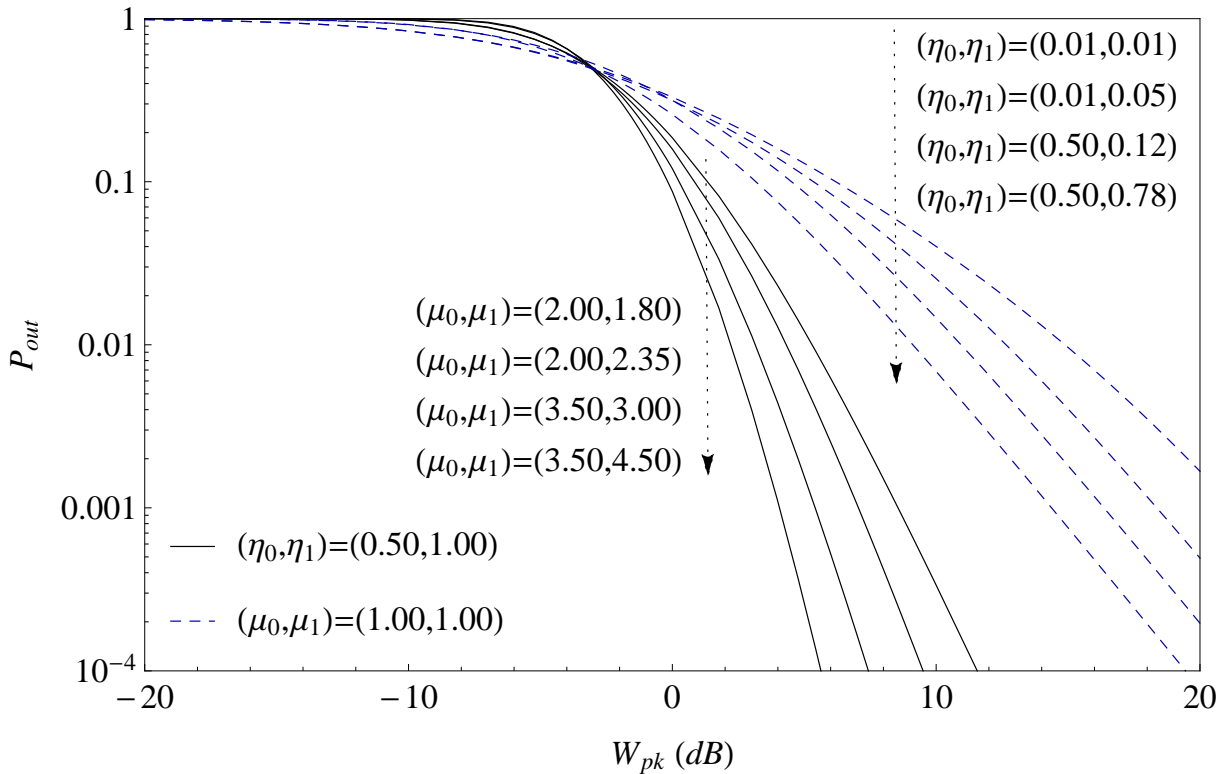


Figura 5.2: Probabilidade de *Outage* em Canais η - μ com Compartilhamento Espectral.

Com o aumento dos valores do parâmetro μ_1 , considerando μ_0 constante, ocorre a redução da probabilidade de *outage*, já que, condições de desvanecimento menos severas no enlace secundário proporcionam melhor qualidade de serviço, reduzindo a probabilidade de *outage* do US-Rx. O pico de potência de interferência W_{pk} no receptor primário, altera o comportamento da probabilidade de *outage* do receptor secundário. Para limites de interferência baixos, ou seja, restrições de interferência mais rigorosas e, conseqüentemente potências de transmissão do transmissor secundário mais baixas, a probabilidade de *outage* possui valores mais elevados do que para sistemas com maiores limites de pico de interferência, já que nesta situação a potência de transmissão em US-Tx pode aumentar, favorecendo a comunicação do enlace secundário.

Por meio de uma análise semelhante à anterior, com o aumento dos valores do parâmetro η_1 , considerando η_0 constante, há também redução da probabilidade de *outage*. De forma geral, a condição do canal, tanto a nível de enlace secundário quanto em relação ao enlace interferente possui forte influência no esquema de compartilhamento do espectro. A qualidade de conexão do enlace secundário e a redução da interrupção de chamadas são favorecidas pela condição menos severa de desvanecimento presente no canal.

5.2.2 Capacidade Limitada ao Atraso em Cenário de Compartilhamento Espectral

A capacidade limitada ao atraso (*Delay-Limited Capacity – DLC*) é definida como a taxa de transmissão máxima constante alcançável sobre cada um dos blocos de desvanecimento. Aqui, vamos analisar a DLC sob uma restrição de potência de interferência média W_{avg} , uma vez que, para o caso de potência de pico, a DLC é facilmente obtida e vale zero. O problema pode ser formulado conforme:

$$\begin{cases} \text{maximize} & \log_2 \left[1 + \frac{G_1 P(G_0, G_1)}{N_0} \right], \\ \text{subject to} & E[G_0 P(G_0, G_1)] \leq W_{avg}. \end{cases} \quad (5.17)$$

Em [73], foi mostrado que a atribuição de energia ótima para este problema é dada por

$$P(G_0, G_1) = \frac{W_{avg}}{G_0 E(G_0/G_1)}. \quad (5.18)$$

Considerando novamente $G_1 = G_N$ e $G_0 = G_D$ na Equação 5.2 e definindo $Y \triangleq G_0/G_1 = X^{-1}$. O valor médio de Y pode ser obtido a partir da Equação 5.12 e expresso conforme:

$$E(Y) = \frac{\bar{g}_1}{\bar{g}_0} \frac{\mu_1 h_0^{1-\mu_0} h_1^{1-\mu_1} \left(1 - \frac{H_0^2}{h_0^2}\right)^{-\mu_0}}{\left(\mu_1 - \frac{1}{2}\right) (h_0^2 - H_0^2)} {}_2F_1 \left(\mu_1 - \frac{1}{2}; \mu_1; \mu_1 + \frac{1}{2}; \frac{H_1^2}{h_1^2} \right). \quad (5.19)$$

Notando que a taxa de transmissão constante é maximizada quando $P(\cdot, \cdot)$ é maximizada, a DLC pode ser alcançado em forma fechada conforme a Equação 5.20.

$$C_d = \log_2 \left(1 + \frac{\bar{g}_1}{\bar{g}_0} \frac{\eta_1}{\mu_1} \frac{W_{avg}}{N_0} \frac{2^{1-2\mu_1} (2\mu_1 - 1)}{(\eta_1 + 1)^2} \frac{\left(\eta_1 + \frac{1}{\eta_1} + 2\right)^{\mu_1}}{{}_2F_1 \left(\mu_1 - \frac{1}{2}; \mu_1; \mu_1 + \frac{1}{2}; \frac{(\eta_1 - 1)^2}{(\eta_1 + 1)^2} \right)} \right). \quad (5.20)$$

Os resultados da capacidade limitada ao atraso do enlace secundário são apresentados graficamente, derivados da Equação 5.20, considerando canais submetidos ao modelo de desvanecimento de pequena escala η - μ . A partir das curvas obtidas é possível analisar o comportamento do sistema em cenário de compartilhamento de espectro.

Na Figura 5.3 a capacidade limitada ao atraso, normalizada em função da banda, é plotada em função da W_{avg} assumindo diferentes condições de desvanecimento para ambientes η - μ .

Além disso, três valores da razão g_1/g_0 são representados nas curvas de capacidade limitada ao atraso. Observa-se que à medida que g_1/g_0 diminui, a DLC também diminui, que é fisicamente consistente com a teoria, uma vez que a taxa de transmissão máxima constante tende a ser menor para piores condições de interferência do enlace secundário no enlace primário.

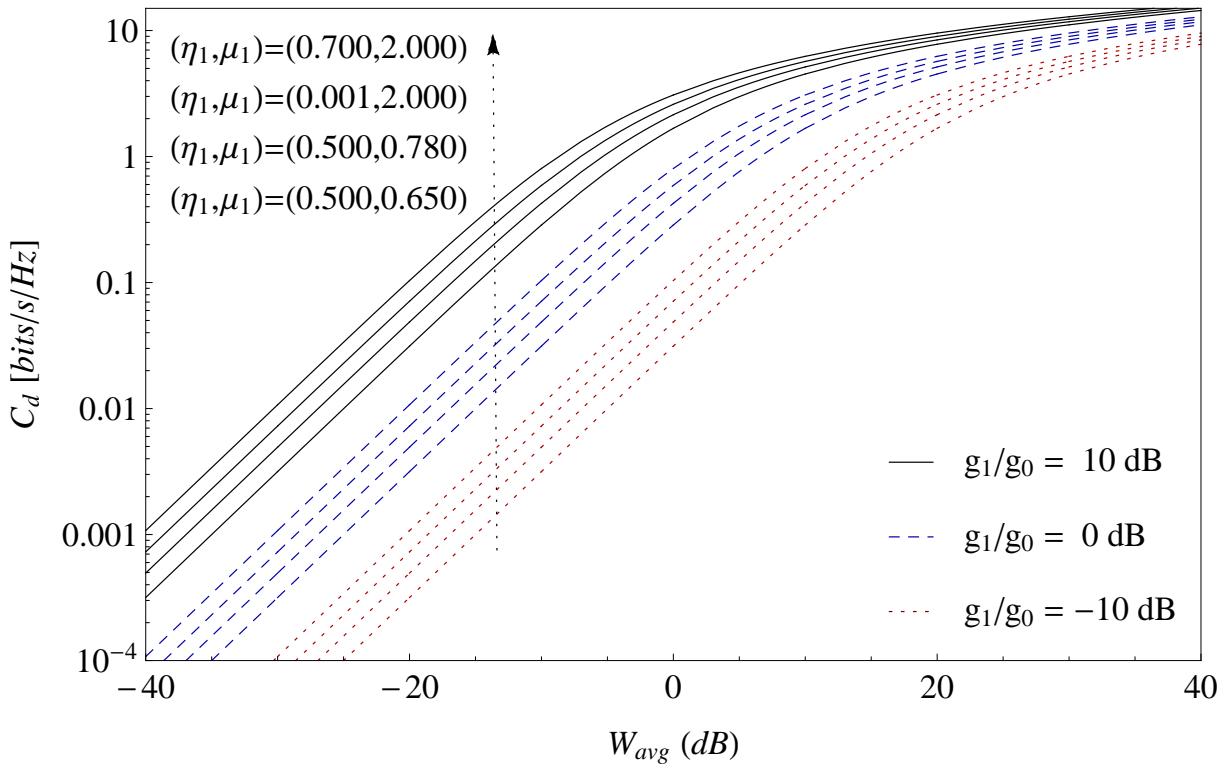


Figura 5.3: Capacidade Limitada ao Atraso em Canais η - μ com Compartilhamento Espectral.

Com o aumento dos valores do parâmetro η_1 , considerando μ_1 constante, há o aumento da capacidade limitada ao atraso, já que condições de desvanecimento menos severas do enlace primário melhora-se a qualidade de serviço e da taxa máxima constante alcançável. Complementarmente, ao manter η_1 constante e aumentando μ_1 aumenta-se a DLC. A potência média de interferência W_{avg} do usuário secundário, no enlace do usuário primário, altera o comportamento da DLC. Para baixos valores de W_{avg} , ou seja, restrições de interferência mais rigorosas e, conseqüentemente potências de transmissão do transmissor secundário mais baixas, a DLC diminui e em sistemas com maiores valores de W_{avg} a potência de transmissão em US-Tx pode aumentar, favorecendo a comunicação do enlace secundário, aumentando a DLC.

5.2.3 Capacidade Ergódica em Cenário de Compartilhamento Espectral

Capacidade ergódica é uma métrica definida como a taxa média máxima obtida sob todos os blocos de desvanecimento (média de longo prazo). Para o caso da restrição de potência de interferência média, o problema de otimização para ser resolvido é

$$\begin{cases} \text{maximize} & E \left[\log_2 \left(1 + \frac{G_1 P(G_0, G_1)}{N_0} \right) \right], \\ \text{subject to} & E[G_0 P(G_0, G_1)] \leq W_{avg}. \end{cases} \quad (5.21)$$

Em seguida, utilizando um raciocínio semelhante ao aplicado em [74, Sec. III], a capacidade ergódica sob uma restrição de potência de interferência média pode ser obtida conforme a Equação 5.22.

$$C_{erg}^{(a)} = \int_{\frac{1}{\gamma_0}}^{\infty} B \log_2(\gamma_0 x) f_X(x) dx, \quad (5.22)$$

em que B é a largura de banda total disponível, $\gamma_0 = 1/(\psi_0 N_0 B)$, e ψ_0 é calculado de modo que a potência média interferência na Equação 5.22 é igual a W_{avg} , ou seja,

$$W_{avg} = \int_{G_0} \int_{G_1} \max \left(0, \frac{1}{\psi_0} - N_0 B \frac{G_0}{G_1} \right) f_{G_0}(g_0) f_{G_1}(g_1) dg_0 dg_1, \quad (5.23)$$

em que $f_{G_i}(g_i)$, $i = 1, 2$ é a PDF dada pela Equação 5.1.

Seja $G_1 = G_N$ e $G_0 = G_D$ na Equação 5.2. Depois de algumas manipulações algébricas, a Equação 5.24 é obtida.

$$C_{erg}^{(a)} = \frac{(h_1^{\mu_1} \Gamma(\mu_1))^{-1}}{h_0^{\mu_0} \Gamma(\mu_0) \log[2] \gamma_0} \times \hat{I}_2 \left[\gamma_0^{-1} \left| \begin{array}{ccc} \left(\frac{3}{2} - \mu_1, -\frac{1}{2}, 1 \right), (1 - \mu_1, -\frac{1}{2}, 1), (1, 2, 2, 2) & \left(\frac{1}{2} - \mu_0, \frac{1}{2}, 1 \right), (-\mu_0, \frac{1}{2}, 1), (1, 2, 2, 2) \\ (0, 0, 1), \left(\frac{1}{2} - \mu_1, 0, 1 \right) & (0, 0, 1), \left(\frac{1}{2} - \mu_0, 0, 1 \right) \\ \left(-\frac{H_1^2}{h_1^2}, 0, 1, 0, 0, 1 \right) & \left(-\frac{H_0^2}{h_0^2}, 0, 1, 0, 0, 1 \right) \\ \left(0, \frac{h_1 \mu_1 \bar{g}_0}{h_0 \mu_0 \bar{g}_1}, -1, 1, 0, 0 \right) & (-1, 1, 0, -2, 0, 0) \end{array} \right. \right] \quad (5.24)$$

Os resultados da capacidade ergódica do enlace secundário são apresentados graficamente, derivados da Equação 5.24. Sem perda de generalidade, na Figura 5.4 assume-se que $\bar{g}_0 = \bar{g}_1 = 1$. A Figura 5.4 traça a capacidade ergódica do enlace secundário (US-Tx \rightarrow US-Rx) em sistema de compartilhamento de espectro, normalizada em função da banda, em função de W_{avg} , para diferentes condições de desvanecimento em canais modelados pela distribuição η - μ .

A capacidade ergódica melhora, para maiores valores de μ_1 (ou η_1), uma vez que o aumento destes parâmetros melhora as condições da comunicação do enlace secundário, permitindo o aumento da taxa média de dados. O aumento dos valores do parâmetro μ_1 , considerando μ_0 constante, provoca o aumento da capacidade ergódica do enlace secundário, já que, condições de desvanecimento menos severas no enlace secundário proporcionam melhor qualidade de serviço. A potência de interferência média W_{avg} no receptor primário, altera o comportamento da capacidade ergódica do canal secundário.

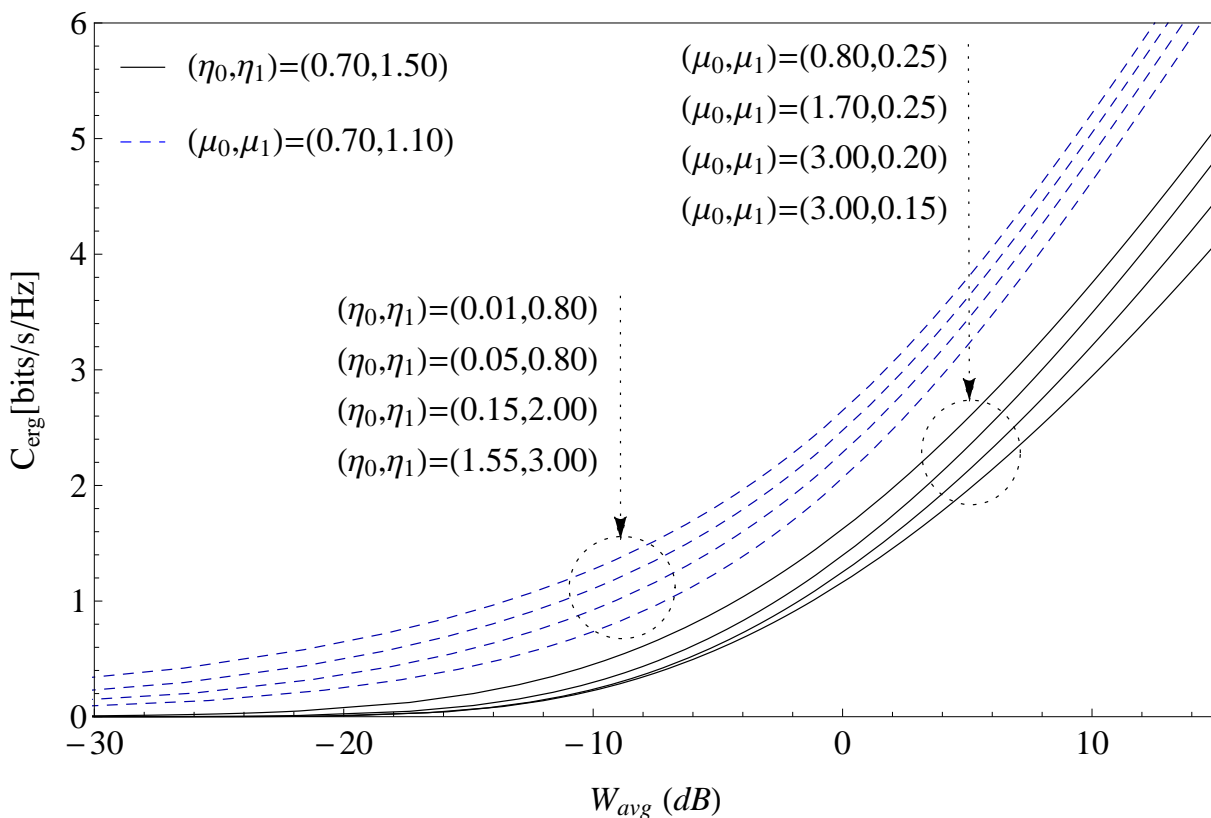


Figura 5.4: Capacidade Ergódica em Canais η - μ com Compartilhamento Espectral.

Para limites de interferência baixos, ou seja, restrições de interferência mais rigorosas e, conseqüentemente potências de transmissão do transmissor secundário, $P(G_0, G_1)$, mais baixas, a capacidade ergódica – taxa média máxima obtida sob todos os blocos de desvanecimento – possui valores mais baixos do que para sistemas com maiores limites de interferência média, já que nesta situação a potência de transmissão em US-Tx pode aumentar, favorecendo a comunicação do enlace secundário.

Por meio de uma análise semelhante à anterior, com o aumento dos valores do parâmetro η_1 , considerando η_0 constante, há também o aumento da capacidade ergódica do enlace US-Tx \rightarrow US-Rx.

Maiores valores de μ_0 e η_0 entretanto, desencadeiam a redução da capacidade ergódica, pois atenuam o desvanecimento do enlace de interferência, fazendo com que a potência $P(G_0, G_1)$ seja necessariamente reduzida, para que haja menos interferência no enlace entre US-Tx e UP-Rx.

As condições de canal influenciam notadamente nas taxas médias de dados que podem ser alcançadas no enlace de comunicação. Canais secundários em sistemas de compartilhamento espectral, devem possuir configurações sistêmicas tais que se adéquem às condições do canal e possibilitem um eficiente compartilhamento espectral, sem interferir nos usuários primários.

5.3 Conclusões

Este capítulo trata da avaliação da capacidade de canais em sistemas com compartilhamento de espectro submetidos aos desvanecimento de pequena escala η - μ . Foram abordadas a probabilidade de *outage*, a capacidade ergódica e a capacidade de *outage* que permitem a avaliação em termos de desempenho e de capacidade do canal submetido a diferentes condições de desvanecimento e em regime de compartilhamento espectral e consequente restrição da potência de transmissão.

Foram propostas expressões de forma fechada, generalizadas e exatas para a função de densidade de probabilidade e para a função de distribuição acumulada para a razão de variáveis aleatórias η - μ , independentes e não-identicamente distribuídas. Como um exemplo de aplicação dos resultados aqui obtidos, foi efetuada a análise da capacidade dos sistemas de compartilhamento do espectro submetidos a canais com desvanecimento η - μ . A análise da capacidade do canal imerso em um sistema de compartilhamento do espectro abordou canais modelados pela distribuição η - μ que permite a avaliação de canais não homogêneos e sem linha-de-visada.

A partir dos resultados obtidos, pôde-se observar que a degradação das condições do canal do enlace secundário desfavorecem cenários de compartilhamento espectral e podem propiciar a desconexão destes enlaces. Além desta observação, vale ressaltar que a razão entre os ganhos do canal secundário em relação ao canal interferente modificam o comportamento do sistema. Tais resultados atestam a complexidade e a exigência tecnológica que envolve sistemas em compartilhamento espectral vertical com modelo de acesso *underlay* e contribuem para a valoração do deste trabalho.

6 Conclusão e Trabalhos Futuros

6.1 Conclusões e Contribuições

Este trabalho pauta-se na exploração das tendências e perspectivas tecnológicas de futuras redes de telecomunicações, enfatizando a avaliação e a análise da capacidade de sistemas de telecomunicações em ondas milimétricas e em cenários de compartilhamento espectral de redes com rádios cognitivos. A demanda por capacidade em redes de comunicação sem fio, decorrente da crescente e incessante busca por maiores taxas de dados em serviços de comunicação móvel, oportuniza a exploração avaliativa e analítica dos limites de capacidade de canais de comunicação. Tais avaliações permitem que se contribua para o desenvolvimento de sistemas de comunicação mais robustos em meio a canais desvanecidos.

As duas principais hipóteses sistêmicas relativas às futuras redes de comunicação móvel compreendem o uso de redes que utilizem sistemas de rádio cognitivo, que abrigam arquiteturas de sensoriamento e compartilhamento espectral, e de redes que operem em faixas de frequência acima de 30 GHz, ou seja, na faixa de ondas milimétricas. A partir desta perspectiva tecnológica, este trabalho fornece resultados que permitem a verificação da capacidade de sistemas de comunicação em ondas milimétricas e de sistemas sujeitos ao compartilhamento espectral. Mais especificamente, observou-se o comportamento de redes operando em ondas milimétricas, detentoras de larguras de banda de até 1 GHz. Foram avaliadas a capacidade da rede em canais AWGN, a capacidade ergódica e a capacidade de *outage* em canais modelados pelas distribuições α - μ e κ - μ em sistemas de ondas milimétricas. Ademais, foi elaborada uma contributiva análise da probabilidade de *outage*, da capacidade limitada ao atraso e da capacidade ergódica em sistemas de compartilhamento espectral vertical em modelo de acesso *underlay* em canais sujeitos ao desvanecimento η - μ .

Este trabalho apresenta uma investigação sobre as oportunidades de uso de ondas milimétricas e a possibilidade de o tráfego de dados ser aprimorado para novas tecnologias móveis. Sistemas de comunicação sem fio em mmW têm o potencial de oferecer maiores limites de capacidade. A principal contribuição deste trabalho é fornecer uma visão generalizada da capacidade de canal e as oportunidades de sistemas de comunicação em ondas milimétricas. Di-

ferentes desafios tecnológicos e limites de capacidade são discutidos. Além disso, elucidações sobre oportunidades de comunicação em ondas milimétricas em comparação com outras tecnologias móveis são fornecidas.

A investigação proposta compreendeu a análise do comportamento de sistemas em mmW, para diversas frequências de operação, e de sistemas de comunicação atuais por meio da avaliação do comportamento de curvas de capacidade sujeitas à interferência de canais sujeitos ao *path loss* e ao desvanecimento de pequena escala dos modelos generalizados α - μ e κ - μ . Os resultados apresentados e analisados aqui oportunizam a implementação de aplicações emergentes que envolvem sistemas de comunicação sem fio com altas larguras de banda disponíveis.

Além disso, foram obtidas expressões gerais e exatas para a função de densidade de probabilidade, função de distribuição acumulada e o valor médio da relação de variáveis aleatórias η - μ , independentes e não identicamente distribuídas. A aplicação destes resultados para a área de desenvolvimento de comunicações sem fios é de extrema significância. Os resultados apresentados servem de importante suporte ao desenvolvimento de estudos de sistemas de comunicação sem fio em cenário de compartilhamento de espectro para canais em diferentes ambientes sujeitos ao desvanecimento de pequena escala. Os resultados gráficos atestam a consistência das formulações aqui derivadas.

A probabilidade de *outage*, a capacidade limitada ao atraso e a capacidade ergódica foram derivadas, permitindo a demonstração das condições do canal em diferentes cenários de desvanecimento η - μ em canais compartilhados. Estes resultados são extremamente úteis para a investigação de sistemas de rádio cognitivo em redes de compartilhamento do espectro.

Diante da exposição dos resultados obtidos neste trabalho, observa-se a versatilidade, a adaptabilidade, e o valor de contribuição destes aos avanços tecnológicos do setor de comunicações sem fio. As principais contribuições do trabalho se dão, principalmente, em relação a obtenção de fórmulas fechadas e exatas de funções estatísticas de variáveis aleatórias η - μ , independentes e não identicamente distribuídas, além da utilização de modelos generalizados de desvanecimento de canais sem fio, κ - μ e α - μ , para avaliação das estatísticas do canal de futuras redes de telecomunicações.

6.2 Trabalhos Futuros

Averiguadas as contribuições deste trabalho, reconhece-se a necessidade da continuidade do estudo proposto. Dar continuidade à análise das perspectivas e das tendências tecnológicas que moldam o desenvolvimento dos sistemas de telecomunicações serve para o progresso dos sistemas de comunicação sem fio fundamentais atualmente. Muitas pesquisas importantes ainda devem ser realizadas a fim de se complementar a análise e a exploração das futuras redes de telecomunicações. Desta forma, apresentam-se a seguir as recomendações para o aprofundamento das análises, da exploração e dos métodos de pesquisa para futuros trabalhos.

- Explorar a análise da capacidade de canais de comunicação em futuras redes de telecomunicações aliando as características de propagação em ondas milimétricas com o compartilhamento espectral.
- Adicionar mais métricas avaliativas ao estudo de sistemas de rádio cognitivos em cenário de compartilhamento espectral.
- Adicionar mais métricas avaliativas ao estudo de sistemas de telecomunicações operando em frequência de ondas milimétricas.
- Realizar testes operacionais de sistemas de comunicação sem fio, em regime de compartilhamento espectral, que possibilitem a comparação do comportamento dos sinais medidos com o modelo de compartilhamento estudado.
- Promover a comparação entre testes de campo com os resultados referentes aos limites de capacidade de sistemas de comunicação sem fio operando em ondas milimétricas.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] KARJALAINEN, J. et al. Challenges and opportunities of mm-wave communication in 5g networks. *9th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM)*, IEEE, p. 372–376, Junho 2014.
- [2] NETO, J. S.; GUIMARÃES, D. A. Sensoriamento espectral cooperativo baseado em autovalores para rádios cognitivos. *Revista Telecomunicações*, v. 14, n. 1, p. 1–9, Junho 2012.
- [3] FARIA, A. J. de. *Contribuições à Análise de Desempenho de Protocolos de Múltiplo Acesso em Sistemas de Rádios Cognitivos*. 2014. Dissertação de Mestrado - Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel).
- [4] RAPPAPORT, T. S. et al. Millimeter wave mobile communications for 5g cellular: It will work! *IEEE Access*, IEEE, v. 1, p. 335–349, Maio 2013.
- [5] DIAS, U. S. *Distribuição de Fase e Estatísticas Correlacionadas em Ambientes Sem Fio: Teoria e Validação Experimental*. 2010. Tese de Doutorado - Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).
- [6] SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, Bell System, v. 27, p. 379–423, Outubro 1948.
- [7] HUSSAIN, H. M.; HUSSAIN, D. S. *Telecommunications and Networks*. [S.l.]: Butterworth-Heinemann, 1997.
- [8] GLEHN, F. von. *Análise de Desempenho de Redes de Rádios Cognitivos sob Canais em Desvanecimento Generalizado*. 2013. Dissertação de Mestrado - Universidade de Brasília (UnB).
- [9] PAPOULIS, A. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. 3rd. ed. New York: McGraw-Hill, 1991.
- [10] SAUNDERS, S. R.; ZAVALA, A. A. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. 2nd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2007.

- [11] LEON-GARCIA, A. *Probability, Statistics, and Random Processes for Electrical Engineering*. 3rd. ed. Upper Saddle River, New Jersey: Pearson Prentice Hall, 2008.
- [12] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. Cambridge, England: Cambridge University Press, 2005.
- [13] SEYBOLD, J. S. *Introduction to RF Propagation*. 3rd. ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005.
- [14] JÚNIOR, P. C. B. B.; PIRETTI, S. P. *Modelagem Estatística de Canais sem Fio em Desvanecimento Composto nas Faixas de 700 MHz e 2500 MHz*. 2012. Trabalho de Conclusão de Curso - Universidade de Brasília (UnB).
- [15] CLARKE, R. H. A statistical theory of mobile-radio reception. *Bell Syst. Tech. J.*, v. 47, p. 957–1000, Agosto 1968.
- [16] RICE, S. O. Mathematical analysis of random noise. *Bell Syst. Tech. J.*, v. 23, n. 3, p. 282–332, Julho 1944.
- [17] NAKAGAMI, M. The m-distribution - a general formula of intensity distribution of rapid fading, ser. statistical methods in radio wave propagation. *W.C. Hoffman, Ed. Elmsford, NY: Pergamon*, v. 26, p. 3–36, Julho 1960.
- [18] HOYT, R. S. Probability functions for the modulus and angle of the normal complex variate. *Bell Syst. Tech. J.*, v. 26, p. 318–359, Abril 1947.
- [19] YACOUB, M. D. et al. Joint statistics for two correlated weibull variates. *IEEE Ant. and Wireless Propagation*, v. 4, p. 129–132, Maio 2005.
- [20] TZEREMES, G.; CHRISTODOULOU, C. G. Use of weibull distribution for describing outdoor multipath fading. *Proc. IEEE Antennas and Propagation Soc. Int. Symp*, v. 1, p. 232–235, Junho 2002.
- [21] STEIN, S. Fading channel issues in system engineering. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 5, n. 2, p. 68–69, Fevereiro 1987.
- [22] PARSONS, J. D. *The mobile radio channel*. Chichester, U.K.: Wiley, v. 1, n. 2, 2000.

- [23] YACOUB, M. D. The α - μ distribution: A physical fading model for the stacy distribution. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, IEEE, v. 56, n. 1, p. 27–34, Janeiro 2007.
- [24] YACOUB, M. D. The κ - μ distribution and the $\eta - \mu$ distribution. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, IEEE, v. 49, n. 1, p. 68–81, Fevereiro 2007.
- [25] DIAS, U. S. *Validação de Estatísticas de Ordem Superior para Canais com Desvanecimento Weibull e Nakagami-m*. 2006. Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas (UNICAMP).
- [26] COSTA, D. B. da; YACOUB, M. D. Average channel capacity for generalized fading scenarios. *IEEE Communications Letters*, IEEE, v. 11, n. 12, p. 949–951, Dezembro 2007.
- [27] ABRAMOWITZ, M.; STEGUN, I. A. *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. 10th. ed. [S.l.]: National Bureau of Standards, 1972.
- [28] FAGBOHUN, O. O. Comparative studies on 3g, 4g and 5g wireless technology. *IOSR Journal of Electronics and Communication Engineering*, v. 9, n. 3, p. 88–94, Junho 2014.
- [29] SHANNON, C. E. Communications in the presence of noise. *Proceedings of the IRE*, IEEE, v. 37, p. 10–21, 1949.
- [30] SHANNON, C. E.; WEAVER, W. The mathematical theory of communication. University of Illinois Press, 1949.
- [31] ABDULLAH, G. et al. Multi-bandwidth data path design for 5g wireless mobile internets. *ISSN*, v. 6, n. 2, 2009.
- [32] BRIA, F. G. 4th generation wireless infrastructures: Scenarios and research challenges. *IEEE Personal Communications*, v. 8, n. 1, 2010.
- [33] AKYILDIZ, I. F. et al. Cooperative spectrum sensing in cognitive radio networks: A survey. *ELSEVIER Physical Communication*, v. 4, n. 1, p. 40–62, Março 2011.
- [34] SOOD, R.; GARG, A. Digital society from 1g to 5g: A comparative study. *International Journal of Application or Innovation in Engineering & Management (IJAIEEM)*, v. 3, n. 2, p. 186–193, Fevereiro 2014.

- [35] TELECO. *Telefonia Celular*. 2006. http://www.teleco.com.br/tutoriais/tutorialbandcel/pagina_3.asp. Acesso em 16/06/2015.
- [36] THE Telecom Generations. 2011. <https://sites.google.com/site/the4gtelecom/cdma>. Acesso em 16/06/2015.
- [37] SAIBA quais são as frequências das operadoras Brasileiras de telefonia móvel (GSM/GPRS/EDGE e HSDPA 3G).
- [38] ESPECIAL: tire suas dúvidas sobre o 4G (LTE) no Brasil. 2013. <http://www.showmetech.com.br/especial-tire-suas-duvidas-sobre-o-4g-lte/>. Acesso em 16/06/2015.
- [39] 4G no Brasil: o que as operadoras esquecem de te contar. 2013. <http://www.showmetech.com.br/4g-no-brasil-o-que-as-operadoras-nao-contam/>. Acesso em 16/06/2015.
- [40] OPERADORAS, Frequências e HTC Touch Diamond. 2008. <http://www.seidimobile.com.br/2008/06/08/operadoras-frequencias-e-htc-touch-diamond/>. Acesso em 16/06/2015.
- [41] 3G: UMTS, WCDMA, HSDPA e a questão das frequências. 2008. <http://www.hardware.com.br/dicas/umts.html>. Acesso em 16/06/2015.
- [42] TELECO. *Gerações de Sistemas Celulares*. 2012. <http://www.teleco.com.br/tecnocel.asp>. Acesso em 16/06/2015.
- [43] JAIN, S.; NEHAAGRAWAL; AWASTHI, M. 5g - the future of mobile wireless communication networks. *Advance in Electronic and Electric Engineering*, Research India Publications, v. 3, n. 5, p. 569–574, 2013.
- [44] CORPORATION, N. S. N. 2020: Beyond 4g radio evolution for the gigabit experience. Nokia Siemens Networks, 2011.
- [45] 3GPP - A Global Initiative. 2013. <http://www.3gpp.org/technologies>. Acesso em 30/05/2015.

- [46] SANTOS, R. D. L. *REDES GSM, GPRS, EDGE E UMTS*. 2008. http://www.gta.ufrj.br/ensino/eel879/trabalhos_vf_2008_2/ricardo/1.html. Acesso em 15/05/2015.
- [47] RAPPAPORT, T. S. et al. *Millimeter Wave Wireless Communications*. 1st. ed. New York: Prentice Hall, 2014.
- [48] GOSH, A. et al. Millimeter-wave enhanced local area systems: A high-data-rate approach for future wireless networks. *Journal on Selected Areas in Communications*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 1152–1163, Junho 2014.
- [49] PHASE Sensitive Innovations - Technology. 2010. <http://www.phasesensitiveinc.com/technology/>. Acesso em 10/06/2015.
- [50] COMMUNICATIONS LAB. 2010. http://happy.emu.id.au/lab/rep/rep/9510/txtspace/9510_032.htm. Acesso em 10/06/2015.
- [51] RAPPAPORT, T. S.; MURDOCK, J. N.; GUTIERREZ, F. State of the art in 60-ghz integrated circuits and systems for wireless communications. *Proceedings of the IEEE*, IEEE, v. 99, n. 8, p. 1390–1436, Agosto 2011.
- [52] QIAO, J. *Enabling Millimeter Wave Communication for 5G Cellular Networks: MAC-layer Perspective*. 2015. Tese de Doutorado - University of Waterloo.
- [53] ANDREWS, J. G. et al. Femtocells: Past, present, future. *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, v. 30, n. 3, p. 497–508, Abril 2012.
- [54] WYGLINSKI, A. M.; NEKOVEE, M.; HOU, Y. T. *Cognitive Radio Communications and Networks*. 1st. ed. United States of America: ELSEVIER Inc., 2010.
- [55] VERMA, P. K.; TALUJA, S.; DUA, R. L. Performance analysis of energy detection, matched filter detection & cyclostationary feature detection spectrum sensing techniques a survey on spectrum management in cognitive radio networks. *International Journal Of Computational Engineering Research (IJCER)*, v. 2, n. 5, p. 1296–1301, Setembro 2012.
- [56] AKYILDIZ, I. F. et al. Next generation/dynamic spectrum access/cognitive radio wireless networks: A survey. Elsevier, p. 2127–2159, Maio 2006.

- [57] HAYKIN, S. Cognitive radio: Brain-empowered wireless communications. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, IEEE, v. 23, p. 201–220, Fevereiro 2005.
- [58] WANG, J. et al. Capacity of 60 ghz wireless communication systems over fading channels. *Journal of Networks*, v. 7, n. 1, p. 203–209, Janeiro 2012.
- [59] ANATEL. *Acesso ao espectro radioelétrico por meio de compartilhamento*. 2006. http://www.anatel.gov.br/Portal/documentos/sala_imprensa/30-4-2015--16h55min26s-Apres_1_3_Sem_Gest_EspcT.pdf. Acesso em 10/06/2015.
- [60] MAGABLEH, A.; MATALGAH, M. M. Channel characteristics of the generalized alpha-mu multipath fading model. *7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC)*, IEEE, p. 1535–1538, Julho 2011.
- [61] JORNET, J. M. Channel modeling and capacity analysis for electromagnetic wireless nanonetworks in the terahertz band. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 10, n. 10, p. 3211–3221, Novembro 2011.
- [62] SAGIAS, N. C.; TOMBRAS, G. S.; KARAGIANNIDIS, G. K. New results for the Shannon channel capacity in generalized fading channels. *IEEE Communications Letters*, IEEE, v. 9, n. 2, p. 97–99, Fevereiro 2005.
- [63] YU, Y.; BALTUS, P. G. M.; ROERMUND, A. H. M. van. *Integrated 60GHz RF Beamforming in CMOS*. Dordrecht, Heidelberg, London, New York: Springer, 2011.
- [64] ITU. *RECOMMENDATION ITU-R P.1411-1: Propagation data and prediction methods for the planning of short-range outdoor radiocommunication systems and radio local area networks in the frequency range 300 MHz to 100 GHz*. 1999.
- [65] AKDENIZ, M. R. et al. Millimeter wave channel modeling and cellular capacity evaluation. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, IEEE, v. 32, n. 6, p. 1164–1179, Junho 2014.
- [66] MAGABLEH, A. M.; MATALGAH, M. M. Moment generating function of the generalized α - μ distribution with applications. *IEEE Communications Letters*, IEEE, v. 13, n. 6, p. 411–413, Junho 2009.

- [67] IRNICH, T. et al. Spectrum sharing scenarios and resulting technical requirements for 5g systems. *24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC Workshops)*, IEEE, p. 127–132, Setembro 2013.
- [68] MORALES-JIMENEZ, D.; PARIS, J. F.; LOZANDO, A. Outage probability analysis for mrc in η - μ fading channels with co-channel interference. *IEEE Communications Letters*, IEEE, v. 16, n. 5, p. 674–677, Maio 2012.
- [69] LEONARDO, E. J.; YACOUB, M. D. Troughput of csma in κ - μ fading channels. *XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações (SBrT)*, SBrT, p. 1–5, Setembro 2011.
- [70] LEONARDO, E. J. et al. The ratio of independent arbitrary α - μ random variables and its application in the capacity analysis of spectrum sharing systems. *IEEE Communications Letters*, IEEE, v. 16, n. 11, p. 1776–1779, Novembro 2012.
- [71] SPRINGER, M. D. *The Algebra of Random Variables*. New York: John Wiley, 1979.
- [72] RATHIE, P. N.; RATHIE, A. K.; OZELIM, L. C. de S. M. On the distribution of the product and the sum of generalized shifted gamma random variables. *Mathematica Aeterna*, v. 3, n. 6, p. 421–432, 2013.
- [73] KANG, X. et al. Optimal power allocation for fading channels in cognitive radio networks: Ergodic capacity and outage capacity. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 8, n. 2, p. 940–950, Fevereiro 2009.
- [74] GHASEMI, A.; SOUSA, E. S. Fundamental limits of spectrum-sharing in fading environments. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 6, n. 2, p. 648–658, Fevereiro 2007.