



TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**DIVERSIDADE MULTIUSUÁRIO COM
MODULAÇÃO ADAPTATIVA EM CANAIS
GENERALIZADOS DE DESVANECIMENTO**

Kaiê Pimentel Ataides

Brasília, novembro de 2012

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA

FACULDADE DE TECNOLOGIA

UNIVERSIDADE DE BRASÍLIA
Faculdade de Tecnologia

TRABALHO DE GRADUAÇÃO

**DIVERSIDADE MULTIUSUÁRIO COM
MODULAÇÃO ADAPTATIVA EM CANAIS
GENERALIZADOS DE DESVANECIMENTO**

Kaiê Pimentel Ataides

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

Banca Examinadora

Prof. Ugo Silva Dias, ENE/UnB

Orientador

Prof. André Noll Barreto, ENE/UnB

Examinador interno

Prof. Franklin da Costa Silva, ENE/UnB

Examinador interno

Dedicatória

Aos meus pais, Jone e Cristiane, e às minhas irmãs Kettlen e Shayenne.

Kaiê Pimentel Ataiades

Agradecimentos

A Deus, por me conceder a vida e por me dar sabedoria, saúde e forças para chegar até aqui. Aos meus pais, por acreditarem em mim e não medirem esforços para me oferecer uma educação de boa qualidade e por sempre me apoiarem. Às minhas irmãs, Kettlen e Shayenne, por estarem sempre ao meu lado, compartilhando os momentos tristes e alegres. Aos meus colegas de faculdade, pela ajuda nas horas difíceis que antecediam as provas. Ao meu orientador prof. Ugo Silva Dias, por me instruir e me dar todo o suporte para a realização do presente trabalho.

Kaiê Pimentel Ataiades

RESUMO

O presente trabalho apresenta um estudo de sistemas sem fio operando em um ambiente com diversidade multiusuário e modulação adaptativa em canais generalizados de desvanecimento. São analisados três importantes aspectos do sistema: capacidade de canal, eficiência espectral e taxa de erro de bit. Os resultados são obtidos por meio de simulações computacionais em que os parâmetros das distribuições de desvanecimento são alterados de acordo com os ambientes de propagação aqui investigados. Faz-se uma análise de como as curvas respondem às variações dos parâmetros e, por fim, são comparados todos os resultados, mostrando vantagens e desvantagens de cada distribuição.

ABSTRACT

This project shows a study about wireless systems operating in an environment with multiuser diversity and adaptive modulation over generalized fading channels. Three important aspects of the system are analyzed: channel capacity, spectral efficiency and bit error rate. The results are generated by computer simulations in which the parameters of the fading distributions are changed according to the propagation environments investigated. It's done an analysis about how those curves respond to the variations in the parameters, and, finally, all the results are compared, showing advantages and disadvantages of each distribution.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	1
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA	3
1.3	OBJETIVOS DO PROJETO	4
1.4	APRESENTAÇÃO DO MANUSCRITO	5
2	CONCEITOS BÁSICOS	6
2.1	CAPACIDADE DE CANAL	6
2.2	EFICIÊNCIA ESPECTRAL DE CANAIS SEM FIO	7
2.3	TAXA DE ERRO DE BIT (BER)	8
2.4	MODULAÇÃO M-QAM	8
2.5	DIVERSIDADE MULTIUSUÁRIO	10
2.6	MODULAÇÃO ADAPTATIVA	11
3	DISTRIBUIÇÕES DE DESVANECIMENTO	13
3.1	ASPECTOS GERAIS	13
3.2	DISTRIBUIÇÃO DE RAYLEIGH	15
3.3	DISTRIBUIÇÃO DE RICE	16
3.4	DISTRIBUIÇÃO DE NAKAGAMI- m	17
3.5	DISTRIBUIÇÃO DE WEIBULL	18
3.6	DISTRIBUIÇÃO α - μ	19
3.7	DISTRIBUIÇÃO κ - μ	23
4	CAPACIDADE DE CANAL, EFICIÊNCIA ESPECTRAL E TAXA DE ERRO DE BIT COM ESQUEMAS CPVR E VPVR	26
4.1	ASPECTOS GERAIS	26
4.2	ADAPTAÇÃO CPVR	29
4.2.1	CAPACIDADE DO CANAL	29
4.2.2	EFICIÊNCIA ESPECTRAL	29
4.2.3	RESTRIÇÃO DA CONSTELAÇÃO	29
4.3	ADAPTAÇÃO VPVR	31
4.3.1	CAPACIDADE DE CANAL	31
4.3.2	EFICIÊNCIA ESPECTRAL	31

4.3.3	RESTRIÇÃO DA CONSTELAÇÃO	31
4.4	PARÂMETROS UTILIZADOS	32
5	RESULTADOS E ANÁLISES	33
5.1	DISTRIBUIÇÃO RAYLEIGH.....	33
5.2	DISTRIBUIÇÃO RICE	34
5.3	DISTRIBUIÇÃO NAKAGAMI- m	38
5.4	DISTRIBUIÇÃO WEIBULL.....	41
5.5	DISTRIBUIÇÃO α - μ	44
5.6	DISTRIBUIÇÃO κ - μ	49
6	CONCLUSÕES	54
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	56

LISTA DE FIGURAS

1.1	O crescimento da telefonia móvel em comparação com outras invenções populares do século XX. [1].....	2
1.2	Crescimento de assinantes de telefonia celular no mundo. [2]	2
1.3	Exemplo de propagação multipercursos. [3].....	3
1.4	Degradação da potência do sinal com a distância. [4]	4
2.1	Modelo de sistema com CSI no transmissor e no receptor. [4]	7
2.2	Esquemático da modulação por amplitudes em quadratura [5]	8
2.3	Exemplo de constelação para modulação por amplitudes em quadratura [5].....	10
2.4	Modelo de um sistema de comunicação adaptativo [4]	12
3.1	PDF da distribuição de Rayleigh	16
3.2	Exemplo de um canal com desvanecimento de Rayleigh [1].....	16
3.3	PDFs da distribuição de Rice considerando vários parâmetros de desvanecimento	17
3.4	PDFs da distribuição de Nakagami- m considerando vários parâmetros de desvanecimento	18
3.5	PDFs da distribuição de Weibull considerando vários parâmetros de desvanecimento .	19
3.6	PDFs da distribuição α - μ com $\alpha = 1.20$ e considerando vários valores de μ	22
3.7	PDFs da distribuição α - μ com $\mu = 2.0$ e considerando vários valores de α	22
3.8	PDFs da distribuição κ - μ com $\kappa = 1$ e considerando vários valores de μ	25
3.9	PDFs da distribuição κ - μ com $\mu = 0.5$ e considerando vários valores de κ	25
4.1	Diversidade multiusuário com seleção do melhor usuário.....	27
5.1	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rayleigh.	33
5.2	Capacidade de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rayleigh e variando o patamar médio.	34
5.3	Capacidade de canal considerando desvanecimento de Rice para vários parâmetros k . 35	35
5.4	Eficiência espectral considerando desvanecimento de Rice para vários parâmetros k ..	35
5.5	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rice com $k = 0,5$	36
5.6	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rice com $k = 3,5$	37

5.7	BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos de Rice (N=5).....	37
5.8	Capacidade considerando desvanecimento de Nakagami- m para vários parâmetros m .	38
5.9	Eficiência espectral considerando desvanecimento de Nakagami- m para vários parâmetros m .	39
5.10	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Nakagami- m com $m = 0,5$.	39
5.11	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Nakagami- m com $m = 3,0$.	40
5.12	BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos de Nakagami (N=5).	40
5.13	Capacidade considerando desvanecimento de Weibull para vários parâmetros α_w .	42
5.14	Eficiência espectral considerando desvanecimento de Weibull para vários parâmetros α_w .	42
5.15	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Weibull com $\alpha_w = 1,5$.	43
5.16	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Weibull com $\alpha_w = 3,5$.	43
5.17	BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos de Weibull (N=5).	44
5.18	Capacidade de canal considerando desvanecimento $\alpha-\mu$, com α fixo e vários valores de μ .	45
5.19	Capacidade de canal considerando desvanecimento $\alpha-\mu$, com μ fixo e vários valores de α .	46
5.20	Eficiência espectral considerando desvanecimento $\alpha-\mu$, com α fixo e vários valores de μ .	46
5.21	Eficiência espectral considerando desvanecimento $\alpha-\mu$, com μ fixo e vários valores de α .	47
5.22	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento $\alpha-\mu$ com $\alpha = 1,20$ e $\mu = 0,50$.	47
5.23	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento $\alpha-\mu$ com $\alpha = 1,20$ e $\mu = 7,0$.	48
5.24	BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos $\alpha-\mu$, com α fixo (N=5).	49
5.25	Capacidade de canal considerando desvanecimento $\kappa-\mu$, com κ fixo e vários valores de μ .	49
5.26	Capacidade de canal considerando desvanecimento $\kappa-\mu$, com μ fixo e vários valores de κ .	50
5.27	Eficiência espectral considerando desvanecimento $\kappa-\mu$, com κ fixo e vários valores de μ .	51
5.28	Eficiência espectral considerando desvanecimento $\kappa-\mu$, com μ fixo e vários valores de κ .	51

5.29	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento κ - μ com $\mu = 0,50$ e $\kappa = 1,5$	52
5.30	Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento κ - μ com $\mu = 1,5$ e $\kappa = 3,5$	52
5.31	BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos κ - μ , com μ fixo ($N=5$).	53

LISTA DE TABELAS

3.1	Relação entre os parâmetros da distribuição α - μ e as demais distribuições.	21
3.2	Relação entre os parâmetros da distribuição κ - μ e as demais distribuições.....	24
4.1	Parâmetros a_n e b_n e patamares calculados γ_n (dB) para uma $BER_0 = 10^{-3}$	30

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolos Latinos

R	Taxa de dados	[bps]
W	Largura de banda do canal	[Hz]
N_0	Potência do ruído	[W]
$P_r(\bullet)$	Potência recebida a uma dada distância	[W]
P_t	Potência de transmissão	[W]
E_s	Energia de símbolo	[J]
$Q(\bullet)$	Função Q	
$Q_\bullet(\bullet, \bullet)$	Função Marcum-Q	
$I_\bullet(\bullet)$	Função de Bessel	
$P_S(\bullet)$	Probabilidade de erro de símbolo	

Símbolos Gregos

γ	Razão sinal-ruído instantânea	
$\bar{\gamma}$	Razão sinal-ruído média	
$\Gamma(\bullet)$	Função Gamma	
$\Gamma(\bullet, \bullet)$	Função Gamma Superior Incompleta	

Siglas

RF	Radiofrequência (<i>Radio Frequency</i>)
LOS	Linha de visada (<i>Line-Of-Sight</i>)
BER	Taxa de erro de bit (<i>Bit Error Rate</i>)
PDF	Função densidade de probabilidade (<i>Probability Density Function</i>)
CDF	Função de distribuição cumulativa (<i>Cumulative Distribution Function</i>)
DSB	Modulação de Banda Lateral Dupla (<i>Double Side Band</i>)
QAM	Modulação por Amplitudes em Quadratura (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
CSI	Informação de Estado do Canal (<i>Channel State Information</i>)
AWGN	Ruído Gaussiano Branco Aditivo (<i>Additive White Gaussian Noise</i>)
SNR	Razão Sinal Ruído (<i>Signal-to-Noise-Ratio</i>)
CPVR	Potência Constante Taxa Variável (<i>Constant Power Variable Rate</i>)
VPVR	Potência Variável Taxa Variável (<i>Variable Power Variable Rate</i>)
TDD	Duplexação por Divisão de Tempo (<i>Time-Division Duplexing</i>)
TDMA	Acesso Múltiplo por Divisão de Tempo (<i>Time-Division Multiple Access</i>)

Capítulo 1

Introdução

1.1 Contextualização

Os meios de comunicação sem fio tornam-se mais populares a cada dia. A praticidade resultante da eliminação de cabos faz que o meio aéreo seja bastante atrativo aos usuários modernos. A Segunda Guerra Mundial acelerou as melhorias das capacidades mundiais de manufatura e miniaturização, e essas capacidades foram utilizadas após a guerra em grandes sistemas de rádio e televisão unidirecionais e bidirecionais. Particularmente nos dez últimos anos, o setor de comunicações móveis via rádio cresceu em ordem de grandeza, alimentado por melhorias na fabricação de circuitos digitais e de radiofrequência (RF), bem como pela nova integração de circuitos em grande escala e outras tecnologias de miniaturização que tornaram os equipamentos portáteis de rádio ainda menores, mais baratos e mais confiáveis. As técnicas de comutação digital facilitaram a implantação, em larga escala, de redes de comunicação fáceis de usar e a preços acessíveis. Com o desenvolvimento de *hardwares* de radiofrequência altamente confiáveis, em miniatura e estado sólido nos anos 1970, nascia a era das comunicações sem fio. Os dados de penetração de mercado a seguir mostram como as comunicações sem fio destinadas ao consumidor têm crescido em popularidade. A Figura 1.1 ilustra de que maneira a telefonia móvel tem se inserido em nossas vidas diárias em comparação com outras invenções populares do século XX. Ela mostra que os primeiros 35 anos da telefonia móvel viram pouca penetração de mercado devido ao alto custo e aos desafios tecnológicos envolvidos, mas, na última década, as comunicações sem fio foram aceitas por consumidores em uma taxa comparável à da televisão e do videocassete. [1]

Desde meados da década de 1990, a indústria de comunicações por celular tem testemunhado um crescimento explosivo. As redes de comunicação sem fio tornaram-se muito mais difundidas do que qualquer um poderia ter imaginado quando o conceito de celular foi desenvolvido inicialmente, nas décadas de 1960 e 1970. Como pode ser visto na Figura 1.2, a base mundial de assinantes de comunicação por celular tem crescido bastante nos últimos anos. O rápido crescimento mundial do número de assinantes de telefonia celular demonstra, conclusivamente, que a comunicação sem fio é um mecanismo de transporte de voz e de dados robusto, viável. O sucesso generalizado do celular levou ao desenvolvimento de sistemas sem fio e padrões mais novos para muitos outros tipos de

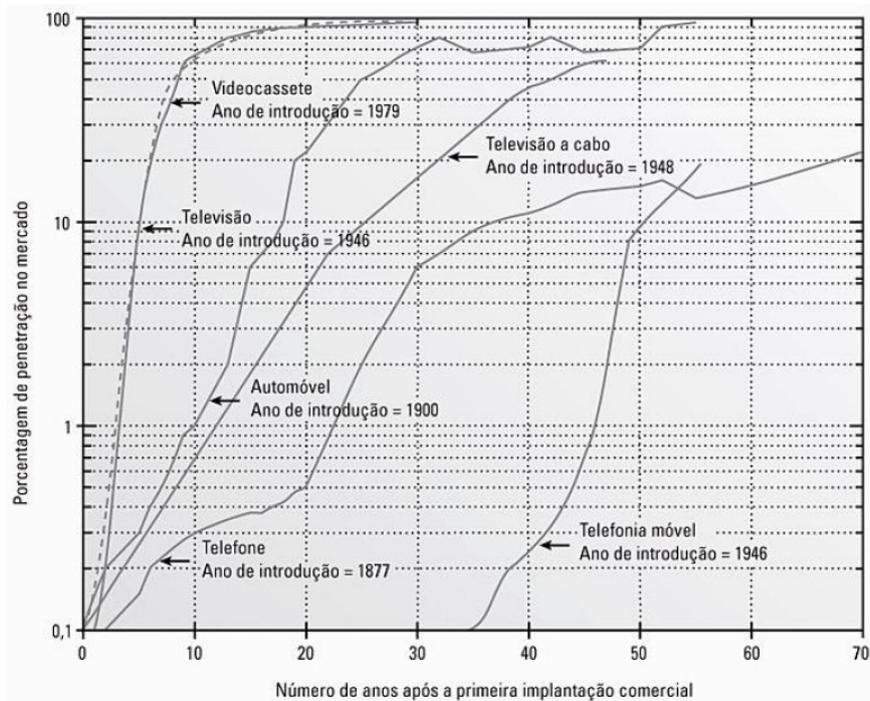


Figura 1.1: O crescimento da telefonia móvel em comparação com outras invenções populares do século XX. [1]

tráfego de telecomunicação além das chamadas de voz por telefone móvel. Por exemplo, as redes celulares da próxima geração estão sendo criadas para facilitar o tráfego de comunicações de dados em alta velocidade, além das chamadas de voz. Com o aumento da demanda por serviços de rede sem fio e o consequente aumento do uso do meio aéreo, deve-se ter bastante cautela ao se projetar um dispositivo ou uma rede que utilizará tal meio. [1]



Figura 1.2: Crescimento de assinantes de telefonia celular no mundo. [2]

1.2 Definição do problema

O canal de rádio impõe limitações fundamentais para o desempenho dos sistemas de comunicação sem fio. O caminho do sinal entre o emissor e o receptor pode variar desde a simples linha de visada (LOS) até um que seja seriamente obstruído por prédios, montanhas e folhagens. Diferentemente dos canais que são estacionários e previsíveis, os canais de rádio são aleatórios e não oferecem uma análise fácil. Até mesmo a velocidade do movimento influencia a rapidez com que o nível de sinal enfraquece enquanto o terminal móvel se afasta no espaço. A modelagem de canal de rádio tem sido, historicamente, uma das partes mais difíceis do projeto do sistema de rádio móvel e, normalmente, é feita de uma forma estatística, com base em medições realizadas especificamente para o sistema de comunicação ou alocação do espectro intencionado. Os mecanismos por trás da propagação da onda eletromagnética são diversos, mas geralmente podem ser atribuídos à reflexão, difração e dispersão. A maioria dos sistemas de rádio-celular opera em áreas urbanas onde não existe um caminho de linha de visada direta entre transmissor e receptor, e onde a presença de prédios altos causa perda severa pela difração. Devido a múltiplas reflexões de vários objetos, as ondas eletromagnéticas trafegam por diferentes caminhos de tamanhos variáveis, conforme mostrado na Figura 1.3. A interação entre essas ondas causa uma distorção de caminhos múltiplos em um local específico, e as intensidades das ondas diminuem à medida que a distância entre transmissor e receptor aumenta, conforme podemos ver na Figura 1.4. [1]

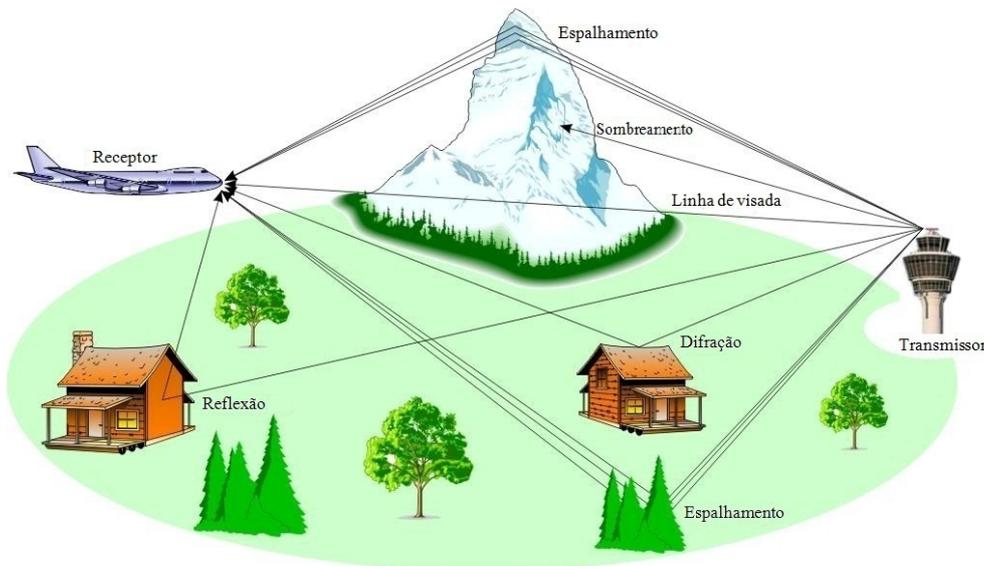


Figura 1.3: Exemplo de propagação multipercursos. [3]

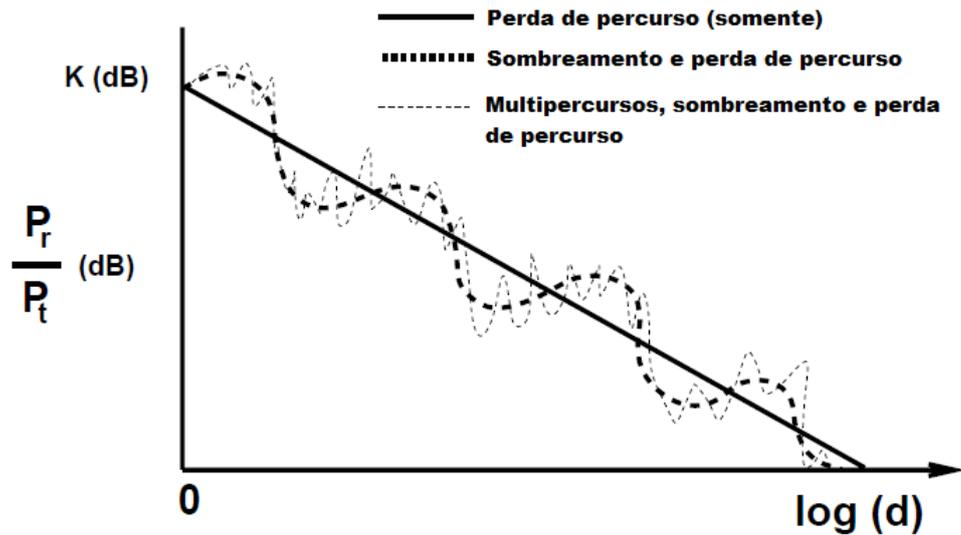


Figura 1.4: Degradação da potência do sinal com a distância. [4]

1.3 Objetivos do projeto

Neste projeto, procuramos atingir os seguintes objetivos:

- Investigar o desempenho de modulações adaptativas M-QAM com agendamento multiusuário em ambientes com desvanecimentos de Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Weibull, α - μ e κ - μ , independentes, porém não identicamente distribuídos;
- Obter e investigar a métrica de Capacidade de Canal, considerando os modelos de desvanecimento de Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Weibull, α - μ e κ - μ , em cenários com potências constantes e taxas variáveis, e potências variáveis e taxa variáveis;
- Obter e investigar a métrica de Eficiência Espectral, considerando os modelos de desvanecimento de Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Weibull, α - μ e κ - μ em cenários com potências constantes e taxas variáveis, e potências variáveis e taxa variáveis;
- Obter e investigar a métrica de Taxa de Erro de Bit, considerando os modelos de desvanecimento de Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Weibull, α - μ e κ - μ em cenários com potências constantes e taxas variáveis, e potências variáveis e taxa variáveis;

Todas as funções de densidade de probabilidade (PDF, do Inglês *Probability Density Function*) para os desvanecimentos de Rayleigh, Nakagami- m e Weibull foram obtidas a partir da distribuição α - μ . Já as PDFs para o desvanecimento de Rice foram obtidas a partir da distribuição κ - μ . Todas essas distribuições serão explicadas no capítulo a seguir.

1.4 Apresentação do manuscrito

No Capítulo 2 é feita uma revisão bibliográfica sobre alguns conceitos básicos necessários ao entendimento do projeto. Em seguida, o Capítulo 3 descreve as diversas distribuições de desvanecimento consideradas no projeto, apresentando gráficos de PDFs considerando variações nos valores dos parâmetros de cada distribuição. O Capítulo 4 apresenta a metodologia empregada no desenvolvimento do projeto para a geração dos resultados. Resultados são obtidos, apresentados e investigados no Capítulo 5, seguidos das conclusões no Capítulo 6.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Capacidade de canal

A crescente demanda por comunicações sem fio torna importante determinar as capacidades limites desses canais. Estes limites de capacidade ditam as máximas taxas de dados que podem ser transmitidas por meio de canais sem fio com probabilidade de erro assintoticamente pequena, supondo que não há restrição de atraso ou complexidade do codificador e do decodificador. A capacidade de canal foi primeiramente estudada por Claude Shannon no fim dos anos 40, usando uma teoria matemática de comunicações baseada na noção de informação mútua entre a entrada e saída de um canal. Shannon definiu capacidade como a informação mútua maximizada através de todas as possíveis distribuições de entrada. A importância dessa construção matemática resultou do teorema da codificação de Shannon, que provou que existia um código que poderia atingir uma taxa de dados menor ou igual à capacidade com probabilidade de erro negligenciável e que qualquer taxa de dados maior que a capacidade não poderia ser atingida sem uma probabilidade de erro limitada a partir de zero. As ideias de Shannon foram bem revolucionárias naquele tempo, dadas as altas taxas de dados que ele previu serem possíveis nos canais de telefone e a noção de que codificação poderia reduzir a probabilidade de erro sem reduzir a taxa de dados ou causar expansão na largura de banda. Atualmente, modulações sofisticadas e tecnologias de codificação validadas pelo teorema de Shannon tais como aquelas nas linhas de telefone possibilitam atingir-se taxas de dados muito próximas da capacidade de Shannon com muito pouca probabilidade de erro [4].

Se ambos transmissor e receptor têm acesso às informações de estado de canal (CSI, do Inglês *Channel State Information*), então o transmissor pode adaptar sua estratégia de transmissão relativa a essa CSI, conforme o modelo mostrado na Figura 2.1. Nesse modelo foi suposto um canal discreto no tempo com um ganho estacionário e ergódico variante no tempo $\sqrt{g[i]}$, $g[i] > 0$, e um ruído AWGN $n[i]$. O ganho de potência do canal $g[i]$ segue uma dada distribuição $p(g)$; por exemplo, com um desvanecimento de Rayleigh, $p(g)$ é exponencial. A mensagem de entrada \mathbf{w} é codificada na palavra código \mathbf{x} , que é enviada do transmissor para o receptor através do canal variante no tempo como $x[i]$ no instante i . Posteriormente, o receptor reconstrói uma estimativa $\hat{\mathbf{w}}$ da mensagem transmitida \mathbf{w} a partir do sinal recebido. O ganho de canal $g[i]$, também chamado

de CSI, muda durante a transmissão da palavra código.

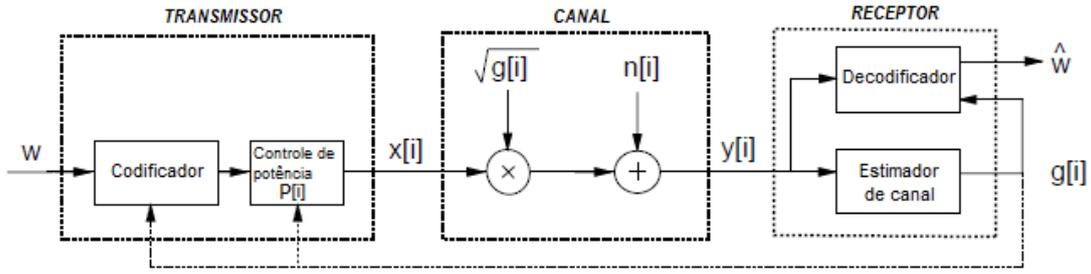


Figura 2.1: Modelo de sistema com CSI no transmissor e no receptor. [4]

Denotemos \bar{P} como sendo a potência média de transmissão do sinal, $N_0/2$ a densidade espectral de potência de $n[i]$, e W a largura de banda do sinal recebido. A razão sinal-ruído (SNR, do Inglês *Signal-to-Noise-Ratio*) instantânea recebida é dada por $\gamma[i] = \bar{P}g[i]/N_0B$, $0 \leq \gamma[i] < \infty$, e seu valor esperado em todo o tempo é $\bar{\gamma} = \bar{P}\bar{g}/N_0B$. Como \bar{P}/N_0B é uma constante, a distribuição de $g[i]$ determina a distribuição de $\gamma[i]$ e vice-versa.

A capacidade para um canal AWGN, em que a SNR recebida é constante e dada por $\gamma = P/N_0B$, é dada por [4]

$$C = W \log_2(1 + \gamma) . \quad (2.1)$$

Entretanto, quando a SNR recebida segue uma distribuição $p(\gamma) = p(\gamma[i] = \gamma)$, a capacidade do canal de desvanecimento com CSI conhecida no transmissor e no receptor (Fig. 2.1) é dada por [4]

$$C = \int_0^\infty W \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma . \quad (2.2)$$

No capítulo 4 será dada outra equação de capacidade para o caso em que a potência de transmissão $P(\gamma)$ pode variar, com γ sujeito a uma restrição de potência \bar{P} .

2.2 Eficiência espectral de canais sem fio

O desempenho de um esquema de modulação normalmente é medido em termos de sua *eficiência espectral*. Ela descreve a capacidade de um esquema de modulação acomodar dados dentro de uma largura de banda limitada. Em geral, aumentar a taxa de dados implica diminuir a largura de pulso de um símbolo digital, o que aumenta a largura de banda do sinal. Assim, existe um relacionamento inevitável entre taxa de dados e ocupação da largura de banda. Contudo, alguns esquemas de modulação funcionam melhor que outros ao se fazer essa escolha. A eficiência espectral reflete a eficiência com que a largura de banda alocada é utilizada - e é definida como a *taxa de vazão de dados por Hertz* em determinada largura de banda. Se R é a taxa de dados em bits por segundo e W é a largura de banda ocupada pelo sinal de RF modulado, então a eficiência espectral η_w é expressa como [1]

$$\eta_w = \frac{R}{W} \text{ bps/Hz} . \quad (2.3)$$

2.3 Taxa de erro de bit (BER)

As transmissões digitais podem sofrer degradações que causam a perda de informação, ou seja, de bits transmitidos. A forma de se mensurar tal perda é através da *taxa de erro de bit* (BER).

$$BER = \frac{\text{número de bits errados}}{\text{número de bits transmitidos}} . \quad (2.4)$$

2.4 Modulação M-QAM

Os sinais modulados DSB (*Double Sideband*) ocupam duas vezes a banda requerida pelo sinal em banda base. Essa desvantagem pode ser compensada transmitindo-se dois sinais DSB usando portadoras de mesma frequência, mas em quadratura de fase, como mostrado na Figura 2.2. Nessa figura, as caixas nomeadas $-\pi/2$ são deslocadores de fase, que atrasam a fase de uma entrada senoidal por $\pi/2$ rad. Se os dois sinais em banda base a serem transmitidos são $m_1(t)$ e $m_2(t)$, o sinal QAM correspondente $\varphi_{QAM}(t)$, que é a soma dos dois sinais modulados DSB, é

$$\varphi_{QAM}(t) = m_1(t)\cos\omega_c t + m_2(t)\sin\omega_c t . \quad (2.5)$$

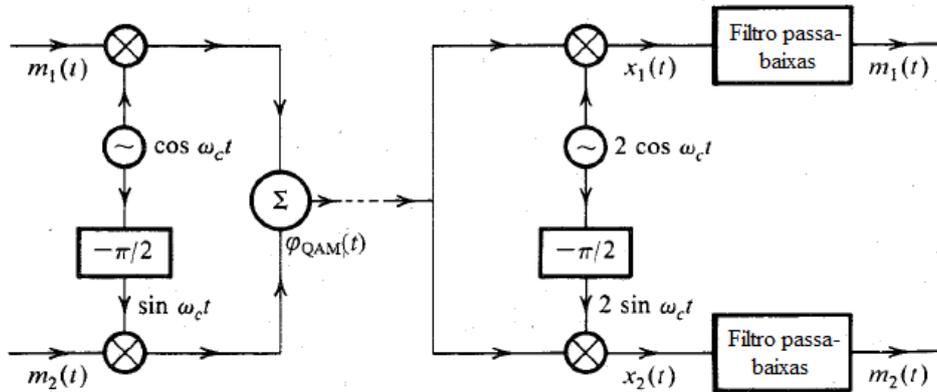


Figura 2.2: Esquemático da modulação por amplitudes em quadratura [5]

Ambos os sinais modulados ocupam a mesma banda. Os dois sinais em banda base podem ser separados no receptor por meio de detecção síncrona usando duas portadoras locais em quadratura de fase. Isto pode ser mostrado considerando-se a saída multiplicada $x_1(t)$ do ramo superior do receptor (Fig 2.2):

$$\begin{aligned}
f(x) &= 2\varphi_{QAM}(t)\cos\omega_c t = 2[m_1(t)\cos\omega_c t + m_2(t)\sin\omega_c t]\cos\omega_c t \\
&= m_1(t) + m_1(t)\cos 2\omega_c t + m_2(t)\sin 2\omega_c t .
\end{aligned} \tag{2.6}$$

Os dois últimos termos são suprimidos pelo filtro passa-baixas, resultando na saída desejada $m_1(t)$. Similarmente, a saída do ramo do receptor inferior pode ser provado resultar em $m_2(t)$. Esse esquema é conhecido como **modulação por amplitudes em quadratura (QAM)** ou **multiplexação em quadratura**. Assim, dois sinais banda-base, cada um com largura de banda B Hz, podem ser transmitidos simultaneamente através de uma largura de banda $2B$ usando transmissão DSB e multiplexação em quadratura. O canal superior é também conhecido como canal **em fase (I)** e o canal inferior é conhecido como canal **em quadratura (Q)**.

A modulação QAM também pode ser convenientemente usada para sinais digitais. O modulador e o demodulador seriam os mesmos representados na Figura 2.2. Os sinais $m_1(t)$ e $m_2(t)$ são modulados por uma portadora de mesma frequência, mas em quadratura de fase. Pode-se aumentar a taxa de transmissão usando QAM M-ário. Um caso particular com $M = 16$ usa os 16 pulsos seguintes (16 símbolos):

$$\begin{aligned}
p_i(t) &= a_i p(t) \cos\omega_c t + b_i p(t) \sin\omega_c t \\
&= r_i p(t) \cos(\omega_c t - \theta_i), \quad i = 1, 2, \dots, 16 ,
\end{aligned} \tag{2.7}$$

em que

$$r_i(t) = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \text{ e } \theta_i = \tan^{-1} \frac{b_i}{a_i} \tag{2.8}$$

e $p(t)$ é um pulso banda-base de forma apropriada. O sinal $p_i(t)$ pode ser gerado usando QAM e fazendo $m_1(t) = a_i p(t)$ e $m_2(t) = b_i p(t)$. Uma possível escolha de r_i e θ_i para 16 pulsos é mostrada graficamente na Figura 2.3. O pulso transmitido $p_i(t)$ pode assumir 16 formas distintas e é, portanto, um pulso 16-ário. Como $M = 16$, cada pulso pode transmitir a informação com $\log_2 16 = 4$ dígitos binários. Isto pode ser feito como segue: existem 16 sequências possíveis para quatro dígitos binários e existem dezesseis combinações (a_i, b_i) na Figura 2.3. Assim, cada sequência de 4 bits possível é transmitida por um (a_i, b_i) ou (r_i, θ_i) particular. Portanto, um sinal pulso $r_i p(t) \cos(\omega_c t - \theta_i)$ transmite 4 bits. A taxa de bits é quadruplicada sem que seja necessário um aumento na largura de banda. A taxa de transmissão pode aumentar ainda mais aumentando-se o valor de M . [5]

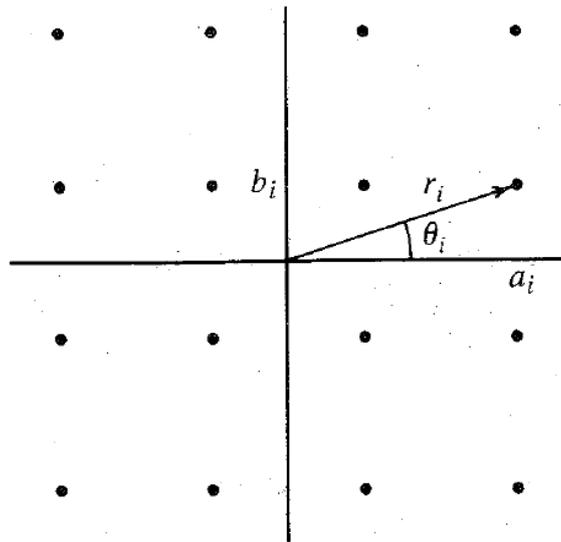


Figura 2.3: Exemplo de constelação para modulação por amplitudes em quadratura [5]

2.5 Diversidade multiusuário

A diversidade multiusuário é vantajosa pelo fato de que em um sistema com muitos usuários cujos canais de desvanecimento são independentes, a qualquer momento alguns usuários terão melhores canais do que outros. Transmitindo somente para usuários com os melhores canais em um instante de tempo qualquer, os recursos do sistema são alocados para os usuários que podem melhor explorá-los, o que resulta em um aumento na capacidade e/ou desempenho do sistema. A diversidade multiusuário foi primeiramente explorada como um meio para aumentar a vazão e reduzir a probabilidade de erro nos canais de *uplink* e as mesmas ideias podem ser aplicadas aos canais de *downlink*. O conceito de diversidade multiusuário é uma extensão dos conceitos de diversidade monousuário. Em sistemas com diversidade monousuário, um enlace ponto-a-ponto consiste de múltiplos canais independentes cujos sinais podem ser combinados para aumentar o desempenho. Em diversidade multiusuário, os múltiplos canais são associados com diferentes usuários e o sistema tipicamente usa diversidade de seleção para selecionar o usuário com o melhor canal em um estado de desvanecimento qualquer. O ganho de diversidade de multiusuário depende de canais diferentes entre os usuários, de forma que, quanto maior o intervalo de desvanecimento dinâmico, maior o ganho de diversidade multiusuário. Além disso, como em qualquer técnica de diversidade, o desempenho melhora conforme o número de canais independentes aumenta. Por isso, a diversidade multiusuário é mais efetiva em sistemas com um alto número de usuários.

A vazão total do *downlink* em desvanecimento é maximizada alocando-se toda a largura de banda do sistema para o usuário com o melhor canal em cada estado de desvanecimento. Um resultado semelhante pode ser conseguido para o desvanecimento no *uplink* se todos os usuários tiverem a mesma distribuição de desvanecimento e a mesma potência média. Se todos os usuários tiverem diferentes estatísticas de desvanecimento ou potências médias, então o canal em um estado qualquer é alocado para o usuário com o melhor ganho de canal ponderado, onde o peso depende dos ganhos de canal no dado estado, das estatísticas de desvanecimento e da restrição de potência

média. A noção de agendamento de transmissões para usuários baseada em suas condições de canal é chamada de agendamento oportunístico e ele, associado com um controle de potência, pode aumentar significativamente ambas as vazões de *uplink* e *downlink*.

O agendamento oportunístico também pode melhorar o desempenho da BER. Suponhamos $\gamma_k[i], k = 1, \dots, K$ como sendo a SNR para cada canal do usuário no instante i . Transmitindo somente para o usuário com a maior SNR, a SNR do sistema no instante i é $\gamma[i] = \max_k \gamma_k[i]$. Em canais de desvanecimento de Rayleigh independentes e identicamente distribuídos esta SNR máxima é aproximadamente $\ln(K)$ maior do que a SNR de qualquer usuário, conforme K cresce assintoticamente rápido, levando a um ganho de diversidade multiusuário de $\ln(K)$ [4]. Mais do que isso, se $P_S(\gamma)$ denota a probabilidade de erro de símbolo para o usuário com o melhor ganho de canal no instante i , então $P_S(\gamma)$ exibirá os mesmos ganhos de diversidade que a diversidade combinação-seleção em um sistema monousuário, conforme comparado com a probabilidade de erro associada com cada usuário. Conforme o número de usuários no sistema aumenta, a probabilidade de erro se aproxima daquela do canal AWGN sem desvanecimento, análogo ao aumento do número de ramos na diversidade combinação-seleção monousuário. [4]

2.6 Modulação Adaptativa

Modulação adaptativa associada à codificação permite transmissão robusta e espectralmente eficiente através de canais variantes no tempo. A premissa básica é estimar o canal no receptor e enviar essa estimativa de volta ao transmissor, de forma que o esquema de transmissão possa ser adaptado de acordo com as características do canal. Técnicas de modulação e codificação que não se adaptam às condições de desvanecimento requerem uma margem fixa no enlace para manter um desempenho aceitável quando a qualidade do canal é pobre. Assim, esses sistemas são efetivamente projetados para os piores casos de condição do canal. Como o desvanecimento de Rayleigh pode causar uma perda na potência do sinal de 30 dB ou mais [4], o projeto considerando o pior caso para as condições do canal pode resultar em uma utilização muito ineficiente do canal. Adaptando-se a modulação ao desvanecimento do canal pode-se aumentar a vazão média, reduzir a potência de transmissão requerida, ou reduzir a probabilidade de erro de bit média tirando-se vantagem das condições favoráveis do canal para transmitir a altas taxas ou baixa potência, e reduzir a taxa de dados ou aumentar a potência conforme o canal se degrada.

Existem muitas restrições práticas que determinam quando a modulação adaptativa deve ser usada. Geralmente, ela requer um caminho de *feedback* entre o transmissor e o receptor, que não deve ser atingível por alguns sistemas. Há, entretanto, casos em que um caminho de *feedback* não é necessário, como no caso da duplexação por divisão de tempo (TDD, do Inglês *Time-Division Duplexing*). Além disso, se o canal está mudando mais rápido do que pode ser confiavelmente estimado e dado o *feedback* para o transmissor, as técnicas adaptativas terão um baixo desempenho. Muitos canais sem fio exibem variações em diferentes escalas de tempo, como, por exemplo, o desvanecimento multipercursos, que pode mudar muito rapidamente, e o sombreamento, que pode mudar mais lentamente. Frequentemente, somente as variações lentas podem ser rastreadas e adap-

tadas, caso em que uma mitigação do desvanecimento de longo prazo é necessária para enfrentar os efeitos dos multipercursos. Restrições de hardware podem ditar com que frequência o transmissor pode mudar sua taxa de transmissão e/ou potência, e isso deve limitar os ganhos de desempenho possíveis com a modulação adaptativa. Finalmente, a modulação adaptativa tipicamente varia a taxa de transmissão de dados de acordo com as condições do canal. [4]

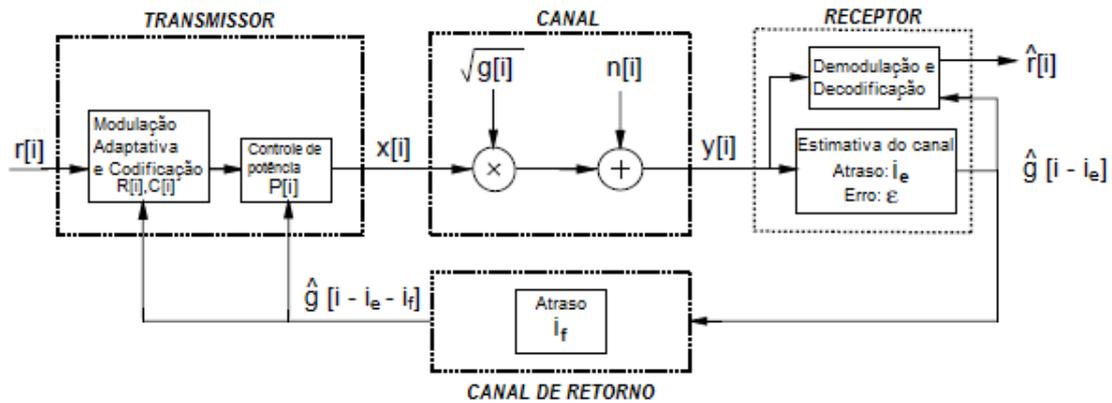


Figura 2.4: Modelo de um sistema de comunicação adaptativo [4]

Capítulo 3

Distribuições de Desvanecimento

3.1 Aspectos Gerais

Os modelos de propagação tradicionalmente têm focado a previsão de uma intensidade média do sinal recebido a determinada distância do transmissor, além da variabilidade da intensidade do sinal em áreas próximas a um local em particular. Os modelos de propagação que preveem a intensidade média do sinal para uma distância de separação transmissor-receptor (T-R) qualquer são úteis na estimativa da área de cobertura de rádio de um transmissor e são chamados **modelos de propagação em larga escala**, pois caracterizam a intensidade do sinal para grandes distâncias de separação T-R (várias centenas ou milhares de metros). Porém, modelos de propagação que caracterizam as flutuações rápidas da intensidade do sinal recebido para distâncias muito curtas (alguns comprimentos de onda) ou para curtas durações (na ordem de segundos) são chamados **modelos em pequena escala**. [1]

Quando uma estação móvel se desloca por distâncias muito pequenas, a intensidade instantânea do sinal recebido pode flutuar rapidamente, fazendo surgir o desvanecimento em pequena escala. O motivo para isso é que o sinal recebido é uma soma de muitas contribuições vindas de diferentes direções. Como as fases são aleatórias, a soma das contribuições varia bastante; por exemplo, obedece a uma distribuição de desvanecimento de Rayleigh. No desvanecimento em pequena escala, a potência do sinal recebido pode variar em até três ou quatro ordens de grandeza (30 ou 40 dB) quando o receptor é movimentado apenas por uma fração do comprimento de onda. À medida que a estação móvel se afasta do transmissor por distâncias muito maiores, a intensidade média do sinal recebido diminuirá gradualmente, e é esse nível de sinal médio local que é previsto pelos modelos de propagação em larga escala.

O desvanecimento em pequena escala é usado para descrever as flutuações rápidas das amplitudes, fases ou atrasos de caminhos múltiplos de um sinal de rádio em um curto período de tempo ou distância, de modo que os efeitos da perda no caminho em larga escala possam ser ignorados. A atenuação é causada pela interferência entre duas ou mais versões do sinal transmitido, que chegam ao receptor em tempos ligeiramente diferentes. Essas ondas, chamadas **ondas de caminhos múltiplos**, se combinam na antena do receptor, resultando em um sinal que pode variar muito

em amplitude e fase, dependendo da distribuição da intensidade, do tempo relativo de propagação das ondas e da largura de banda do sinal transmitido.

O caminho múltiplo no canal de rádio cria efeitos de desvanecimento em pequena escala. Os três efeitos mais importantes são:

- Mudanças rápidas na intensidade do sinal em uma pequena distância ou intervalo de tempo.
- Modulação de frequência aleatória por causa de mudanças Doppler variáveis em diferentes sinais de caminho múltiplo.
- Dispersão de tempo (ecos) causada por atrasos de propagação de caminho múltiplo.

Em áreas urbanas construídas, o desvanecimento ocorre porque a altura das antenas móveis é menor que a altura das estruturas ao redor, de modo que não existe um único caminho de linha de visada para a estação-base. Até mesmo quando existe uma linha de visada, o caminho múltiplo ainda ocorre devido a reflexões no solo e nas estruturas ao redor. As ondas de rádio chegam de diferentes direções com diferentes atrasos de propagação. O sinal recebido pela estação móvel em qualquer ponto no espaço pode consistir de um grande número de ondas planas com amplitudes, fases e ângulos de chegada distribuídos aleatoriamente. Essas componentes de caminho múltiplo se combinam vetorialmente na antena receptora e podem fazer com que o sinal recebido pela estação móvel se distorça ou seja atenuado. Até mesmo quando um receptor móvel é estacionário, o sinal recebido pode ser atenuado devido ao movimento dos objetos ao redor no canal de rádio.

Se os objetos no canal de rádio forem estáticos e o movimento for considerado apenas devido ao da estação móvel, então o desvanecimento é puramente um fenômeno espacial. As variações espaciais do sinal resultante são vistas como variações temporais pelo receptor enquanto ele se move pelo campo de caminho múltiplo. Por conta dos efeitos construtivos e destrutivos das ondas de caminho múltiplo somando-se em vários pontos do espaço, um receptor movendo-se em alta velocidade pode passar por várias atenuações em um pequeno período de tempo. Em um caso mais sério, um receptor pode parar em um local específico em que o sinal recebido estará em uma atenuação profunda. Nesse caso, manter boas comunicações pode ser muito difícil, embora veículos passando ou pessoas caminhando nas vizinhanças da estação móvel possam, em geral, alterar o padrão do campo, diminuindo assim a probabilidade de que o sinal recebido permaneça em um nulo profundo por um longo período de tempo. Antenas com diversidade espacial podem impedir atenuação de nulos profundos. [1]

Quando o desvanecimento afeta sistemas de banda estreita, a amplitude da portadora recebida é modulada por uma amplitude de desvanecimento r , onde r é uma variável aleatória com valor quadrático médio $\Omega = \overline{r^2}$ e função de densidade de probabilidade (PDF) $p_R(r)$, que é dependente da natureza do ambiente de propagação de rádio. Depois de passar através do canal de desvanecimento, o sinal é perturbado no receptor por um ruído gaussiano aditivo branco (AWGN), que é tipicamente assumido como sendo estatisticamente independente da amplitude de desvanecimento r e que é caracterizado por uma densidade espectral de potência unilateral N_0 Watts/Hertz. Equivalentemente, a potência instantânea do sinal recebido é modulada por r^2 . Então, define-se a

razão sinal-ruído instantânea (SNR) por símbolo como $\gamma = r^2 E_s / N_0$ e a SNR média por símbolo define-se como $\bar{\gamma} = \Omega E_s / N_0$, em que E_s é a energia por símbolo. Além disso, a PDF de γ é obtida introduzindo-se uma mudança de variáveis na expressão para a PDF $p_R(r)$ do desvanecimento, seguindo a fórmula [6]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_R\left(\sqrt{\frac{\Omega\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)}{2\sqrt{\frac{\gamma\bar{\gamma}}{\Omega}}} . \quad (3.1)$$

Existem várias distribuições que modelam o desvanecimento de pequena escala do sinal. Neste projeto, serão utilizadas as distribuições Rayleigh, Rice, Weibull, Nakagami- m , $\alpha - \mu$, $\kappa - \mu$. Cada uma destas será explicada sucintamente a seguir.

3.2 Distribuição de Rayleigh

A distribuição de Rayleigh é frequentemente utilizada para modelar desvanecimento multipercursos sem linha de visada direta (LOS). O desvanecimento de Rayleigh tipicamente se encaixa muito bem com dados experimentais para sistemas móveis quando não existe linha de visada direta entre as antenas transmissora e receptora. Ele também se aplica à propagação de percursos refletidos e refratados através da troposfera e ionosfera, e para enlaces de rádio entre navios. A amplitude de desvanecimento r do canal é distribuída de acordo com [6]

$$p_R(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left[-\frac{r^2}{\Omega}\right], \quad r \geq 0 . \quad (3.2)$$

Substituindo a Eq. (3.1) na Eq. (3.2), a SNR instantânea por símbolo do canal, γ , é distribuída de acordo com uma distribuição exponencial dada por [6]

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left[-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right], \quad \gamma \geq 0 . \quad (3.3)$$

A função de distribuição acumulada (CDF) correspondente é dada por

$$P_\gamma(\gamma) = 1 - \exp\left[-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right] . \quad (3.4)$$

É bem conhecido que o envelope da soma de dois sinais de ruído de quadratura gaussiana obedece a uma distribuição de Rayleigh. A Figura 3.1 mostra o gráfico da PDF da distribuição de Rayleigh e a Figura 3.2 mostra um envelope de um sinal distribuído de Rayleigh como uma função do tempo.

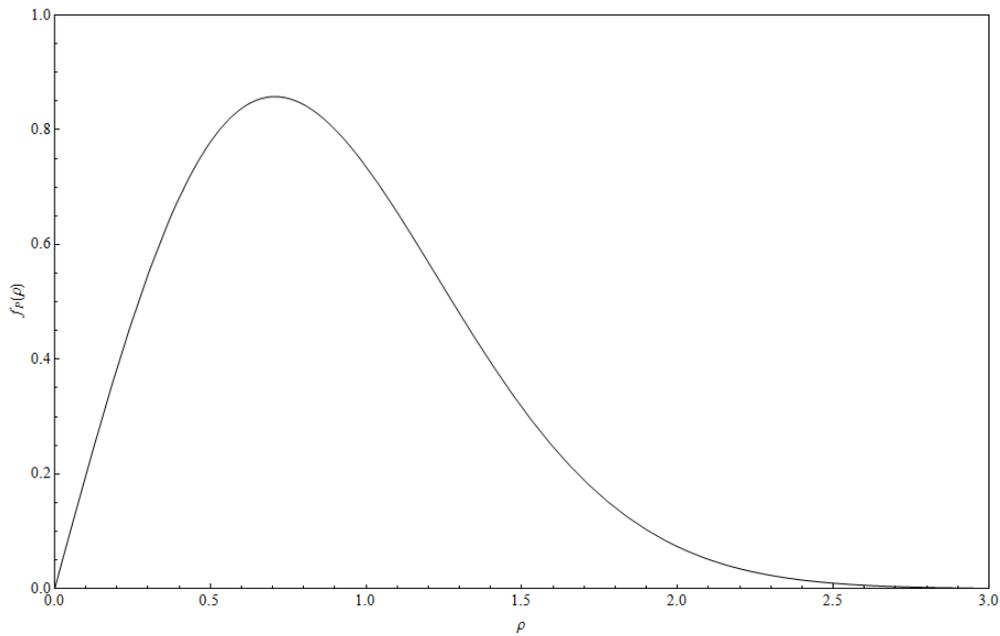


Figura 3.1: PDF da distribuição de Rayleigh

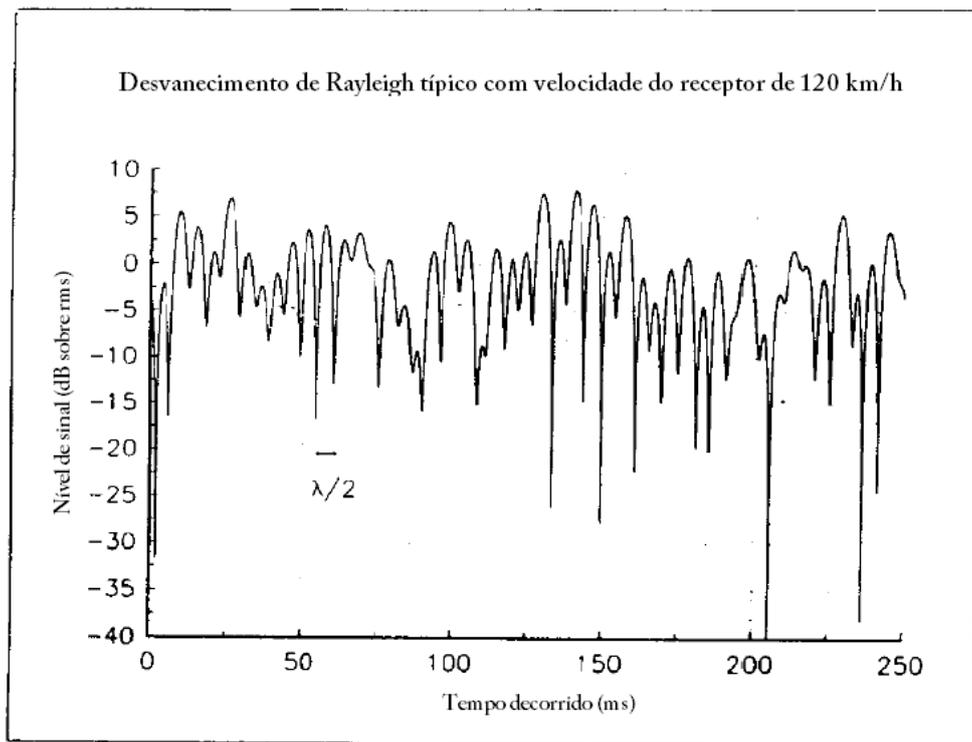


Figura 3.2: Exemplo de um canal com desvanecimento de Rayleigh [1]

3.3 Distribuição de Rice

A distribuição de Rice também é conhecida como distribuição Nakagami- n . Ela é frequentemente utilizada para modelar caminhos de propagação consistindo em um componente forte direto com linha de visada direta (LOS) e muitos outros componentes mais fracos. A amplitude do canal

de desvanecimento segue a distribuição [7]

$$p_R(r) = \frac{2(1+k)r}{\exp[k]\hat{r}^2} \exp\left[-(1+k)\left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right] I_0\left(2\sqrt{k(1+k)}\frac{r}{\hat{r}}\right), \quad r \geq 0, \quad (3.5)$$

em que k é o parâmetro de desvanecimento Rice, que varia de 0 a ∞ . Esse parâmetro corresponde à razão da potência do componente LOS (especular) sobre a potência média dos componentes espalhados. Aplicando a Eq. (3.1) à Eq. (3.5) podemos notar que a SNR por símbolo do canal, γ , é distribuída de acordo com uma distribuição chi-quadrado não-central, dada por

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{(1+k)}{\exp[k]\bar{\gamma}} \exp\left[-(1+k)\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right] I_0\left(2\sqrt{k(1+k)}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0. \quad (3.6)$$

A CDF da distribuição Rice é dada por

$$P_\gamma(\gamma) = 1 - Q_1\left[\sqrt{2k}, \sqrt{2(1+k)}\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right], \quad \gamma \geq 0. \quad (3.7)$$

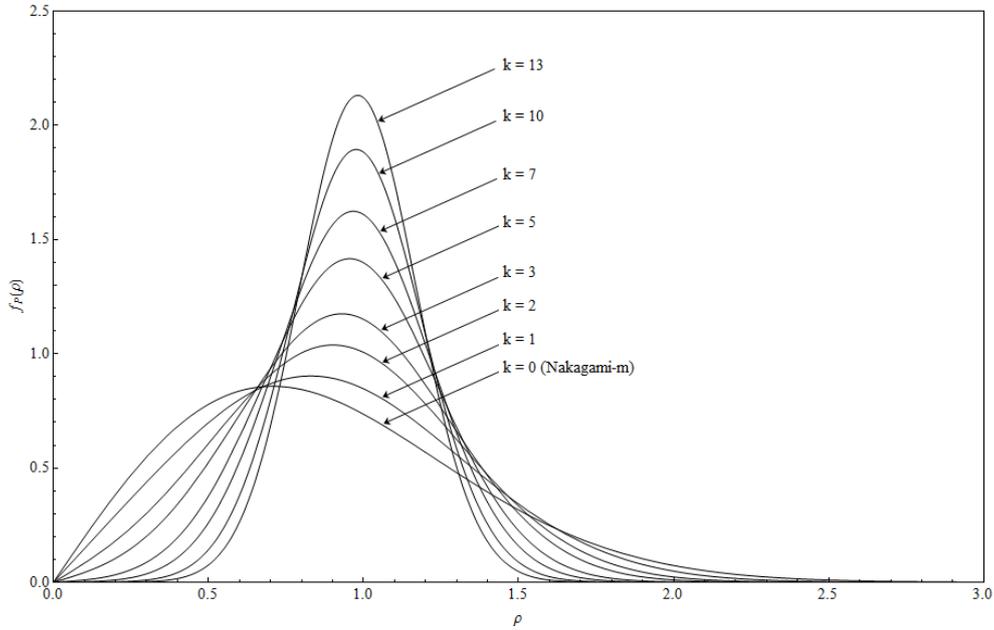


Figura 3.3: PDFs da distribuição de Rice considerando vários parâmetros de desvanecimento

3.4 Distribuição de Nakagami- m

A função de densidade de probabilidade da distribuição Nakagami- m é, em essência, uma distribuição chi-quadrado central dada por [7]

$$p_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left[-\frac{mr^2}{\Omega}\right], \quad r \geq 0, \quad (3.8)$$

em que m é o parâmetro de desvanecimento Nakagami- m , que varia de $1/2$ a ∞ . A Figura 2.4 mostra a PDF da distribuição Nakagami- m para $\Omega = 1$ e vários valores do parâmetro m . Aplicando

a Eq. (3.1) à Eq. (3.8), a SNR por símbolo, γ , é distribuída de acordo com a distribuição Gamma, sendo dada por [6]

$$p_\gamma(\gamma) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^m \frac{\gamma^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left[-\frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma\right], \quad \gamma \geq 0. \quad (3.9)$$

A CDF da distribuição Nakagami- m é dada por

$$P_\gamma(\gamma) = 1 - \frac{\Gamma\left(m, \frac{m}{\bar{\gamma}}\gamma\right)}{\Gamma(m)}, \quad \gamma \geq 0. \quad (3.10)$$

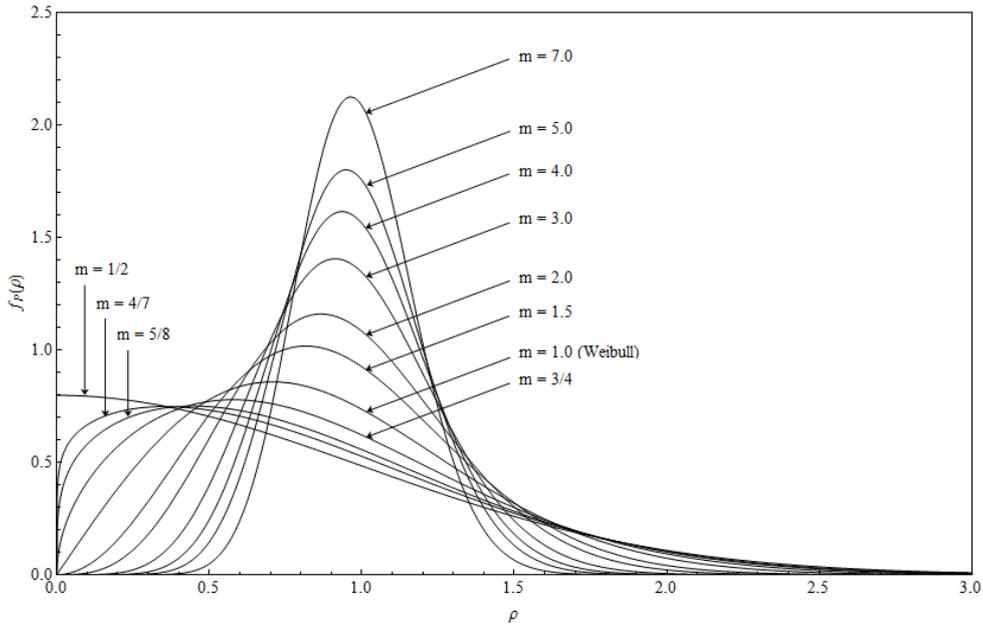


Figura 3.4: PDFs da distribuição de Nakagami- m considerando vários parâmetros de desvanecimento

3.5 Distribuição de Weibull

A distribuição Weibull é outra descrição matemática de um modelo de probabilidade para caracterização da amplitude do desvanecimento em um ambiente multipercuro. A PDF da distribuição Weibull é dada por [6]

$$p_R(r) = \alpha_w \left(\frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha_w}\right)}{\Omega}\right)^{\frac{\alpha_w}{2}} r^{\alpha_w-1} \exp\left[-\left(\frac{r^2}{\Omega}\Gamma\left(1 + \frac{2}{\alpha_w}\right)\right)^{\frac{\alpha_w}{2}}\right], \quad r \geq 0, \quad (3.11)$$

em que α_w é um parâmetro escolhido para resultar no melhor ajuste dos resultados medidos, oferecendo flexibilidade às curvas, assim como na distribuição de Nakagami. A CDF correspondente é

$$P_R(r) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{r^2}{\Omega} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\alpha_w} \right) \right)^{\frac{\alpha_w}{2}} \right], \quad r \geq 0 . \quad (3.12)$$

Quando $\alpha_w = 2$, a Weibull descreve a distribuição de Rayleigh, e quando $\alpha_w = 1$, ela descreve a distribuição exponencial. Aplicando a Eq. (3.1) na Eq. (3.11), a SNR por símbolo (γ) tem PDF e CDF dadas por

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\alpha_w}{2} \left(\frac{\Gamma(1 + \frac{2}{\alpha_w})}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha_w}{2}} \gamma^{\frac{\alpha_w}{2}-1} \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\alpha_w} \right) \right)^{\frac{\alpha_w}{2}} \right], \quad \gamma \geq 0 \quad (3.13)$$

e

$$P_\gamma(\gamma) = 1 - \exp \left[- \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \Gamma \left(1 + \frac{2}{\alpha_w} \right) \right)^{\frac{\alpha_w}{2}} \right], \quad \gamma \geq 0 . \quad (3.14)$$

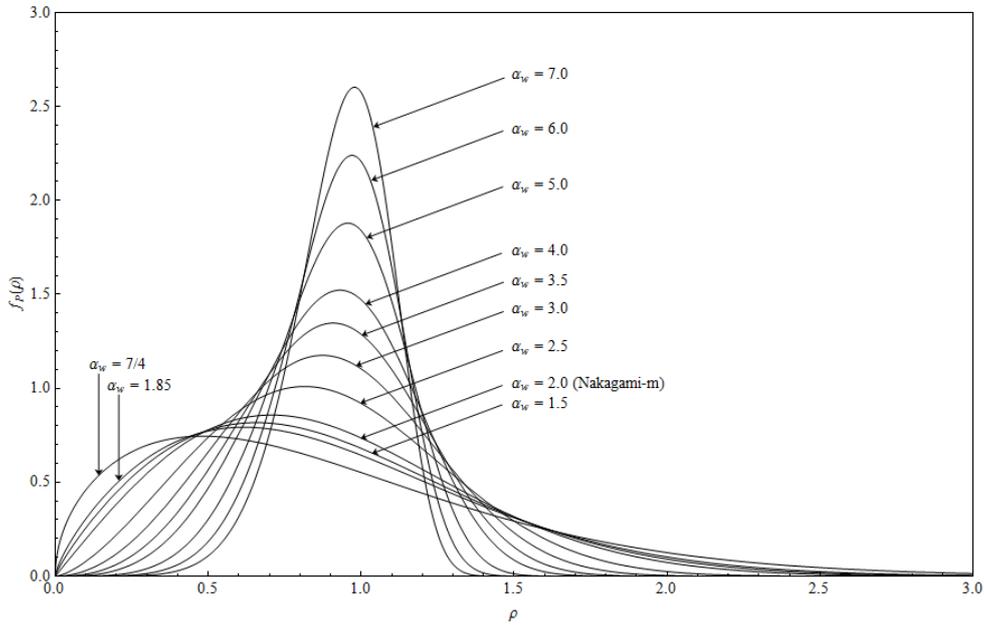


Figura 3.5: PDFs da distribuição de Weibull considerando vários parâmetros de desvanecimento

3.6 Distribuição α - μ

Há um grande número de distribuições que bem descrevem as estatísticas do sinal de rádio móvel. A variação longo-termo do sinal é sabida seguir a distribuição Lognormal, enquanto que a variação curto-termo do sinal é descrita por várias outras distribuições, tais como Hoyt, Rayleigh, Rice, Nakagami- m , Weibull. É amplamente aceito que a intensidade da componente de percurso em qualquer atraso é caracterizada pelas distribuições curto-termo através de dimensões espaciais de poucas centenas de comprimentos de onda, e pela distribuição Lognormal através de áreas cujas dimensões são muito maiores. Entre as distribuições de desvanecimento curto-termo, atenção especial tem sido dada à distribuição Nakagami- m devido a sua fácil manipulação e ampla aplicabilidade. Embora, em geral, tem sido descoberto que as estatísticas de desvanecimento para

o canal de rádio móvel devem ser bem caracterizadas pela Nakagami- m , situações são facilmente encontradas em que outras distribuições tais como Hoyt, Rice e Weibull apresentam melhores resultados. Mais importante, situações são encontradas em que nenhuma distribuição parece ajustar adequadamente os dados experimentais, embora uma ou outra apresentem um ajuste moderado. Algumas pesquisas até mesmo questionam o uso da distribuição Nakagami- m porque sua cauda não parece resultar em um bom ajuste dos dados experimentais, sendo que o melhor ajuste se dá em torno da média ou mediana.

As distribuições de desvanecimento mais bem conhecidas foram derivadas assumindo-se um campo de espalhamento e difusão homogêneo, resultantes de pontos de espalhamento aleatoriamente distribuídos. A suposição de um campo de espalhamento e difusão homogêneo certamente é uma aproximação, porque as superfícies são espacialmente correlatas caracterizando um ambiente não linear. Com o objetivo de explorar a não linearidade do meio de propagação, uma distribuição de desvanecimento geral - a distribuição $\alpha - \mu$ - foi proposta [8]. Essa distribuição era considerada nova, mas ela é, em fato, uma versão reescrita da distribuição Gamma generalizada (naquele tempo desconhecida pelo autor), que foi primeiramente proposta por Stacy [9]. Nas próprias palavras de Stacy [9], o objetivo da sua proposta era "conceber uma generalização da distribuição Gamma", que "em essência... é realizada fornecendo um parâmetro positivo incluso como um expoente no fator exponencial da distribuição Gamma". O trabalho de Stacy não foi conectado nem com uma aplicação específica nem com um modelo físico de qualquer fenômeno dado, sendo puramente um problema matemático em que algumas propriedades estatísticas de uma versão generalizada da distribuição Gamma foram investigadas. A derivação da distribuição $\alpha - \mu$, em contraste, tem como sua base um modelo de desvanecimento. Por esta razão, seus parâmetros são diretamente associados com as propriedades físicas do meio de propagação. A distribuição Stacy (Gamma generalizada) ou distribuição $\alpha - \mu$ é geral, flexível, e tem um fácil manuseio matemático. Ela inclui importantes distribuições como a Gamma (e suas versões discretas Erlang e Chi-Quadrado central), Nakagami- m (e sua versão discreta Chi), Exponencial, Weibull, Gaussiana unilateral e Rayleigh. Sua densidade, frequência cumulativa, e momentos aparecem em simples expressões de forma fechada. Todas essas características fazem da distribuição $\alpha - \mu$ muito atrativa. Usando o modelo de desvanecimento como proposto em [8], uma profunda caracterização da distribuição $\alpha - \mu$ pode ser alcançada.

Para um sinal de desvanecimento com envoltória R , um parâmetro arbitrário $\alpha > 0$ e um valor médio α -raiz $\hat{r} = \sqrt[\alpha]{E(R^\alpha)}$, a função de densidade de probabilidade $f_R(r)$ de R é escrita como [8]

$$f_R(r) = \frac{\alpha \mu^\mu r^{\alpha\mu-1}}{\hat{r}^{\alpha\mu} \Gamma(\mu)} \exp \left[-\mu \frac{r^\alpha}{\hat{r}^\alpha} \right], \quad (3.15)$$

em que μ é o inverso da variância normalizada de R^α .

A CDF da distribuição α - μ , $F_R(r)$, para o envelope R é dada por

$$F_R(r) = 1 - \frac{\Gamma(\mu, \mu \frac{r^\alpha}{\hat{r}^\alpha})}{\Gamma(\mu)}, \quad (3.16)$$

em que $\Gamma(a, x) = \int_x^\infty t^{a-1} e^{-t} dt$ é a função Gamma superior incompleta. Sabemos que $r^2 = \gamma$,

$\hat{r}^2 = \bar{\gamma}$ e $f_\gamma(\gamma) = f_R(r) \frac{dr}{d\gamma}$; logo, por meio de uma substituição de variáveis, a PDF e a CDF para a SNR instantânea são dadas por

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\alpha \mu^\mu \gamma^{\frac{\alpha\mu}{2} - 1}}{2\bar{\gamma}^{\frac{\alpha\mu}{2}} \Gamma(\mu)} \exp \left[-\mu \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right] \quad (3.17)$$

e

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - \frac{\Gamma \left(\mu, \mu \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^{\frac{\alpha}{2}} \right)}{\Gamma(\mu)} . \quad (3.18)$$

A distribuição Weibull pode ser obtida da distribuição $\alpha - \mu$ escolhendo $\mu = 1$. A partir da distribuição Weibull, e tomando-se $\alpha = 2$, resulta na distribuição Rayleigh. Ainda a partir da distribuição Weibull, a distribuição exponencial negativa é obtida fazendo $\alpha = 1$. A distribuição Nakagami- m pode ser obtida a partir da distribuição $\alpha - \mu$ estabelecendo $\alpha = 2$. A partir da distribuição Nakagami- m , selecionando $\mu = 1$, obtemos a distribuição de Rayleigh. Ainda partindo da distribuição Nakagami- m , a distribuição Gaussiana unilateral é obtida selecionando $\mu = 1/2$ [8].

Tabela 3.1: Relação entre os parâmetros da distribuição $\alpha - \mu$ e as demais distribuições.

Distribuição	α	μ
Weibull	α_w	1
Exponencial negativa	1	1
Rayleigh	2	1
Nakagami- m	2	m
Gaussiana unilateral	2	1/2

O modelo de desvanecimento para a distribuição $\alpha - \mu$ considera um sinal composto de *clusters* de ondas de multipercursos propagando em um ambiente não-homogêneo. Dentro de qualquer um dos *clusters*, as fases das ondas espalhadas são aleatórias e tem atrasos similares com o espalhamento de tempo de atraso sendo relativamente grande. Os *clusters* de ondas de multipercursos são supostos terem as ondas espalhadas com potências idênticas. O envelope resultante é obtido como uma função não-linear do módulo da soma dos componentes de multipercursos. Tal não-linearidade é manifestada em termos de um parâmetro de potência, tal que a intensidade resultante do sinal é obtida não simplesmente como o módulo da soma dos componentes de multipercursos, mas como este módulo para um dado expoente.

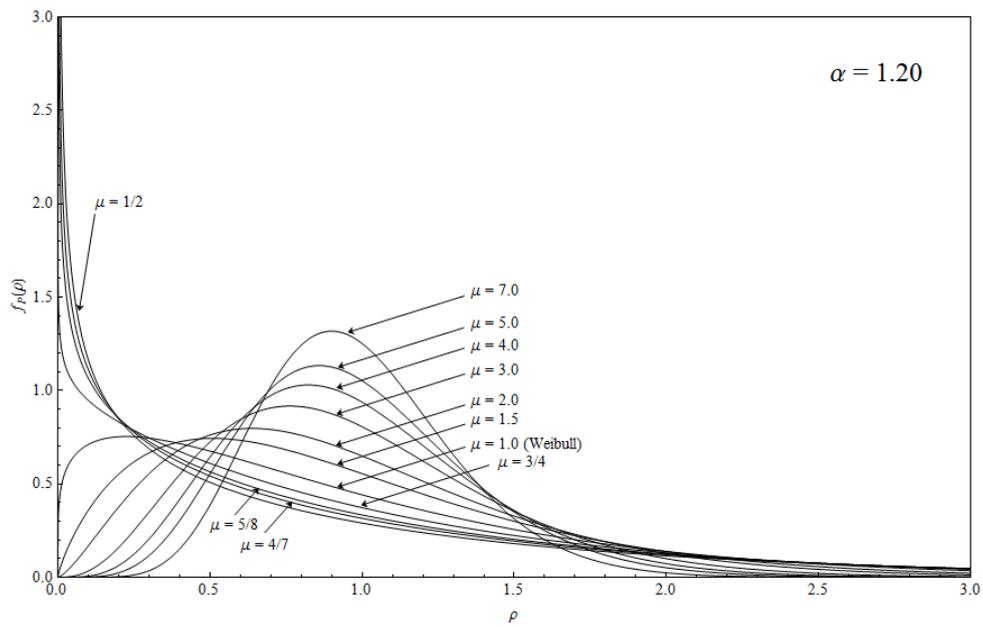


Figura 3.6: PDFs da distribuição α - μ com $\alpha = 1.20$ e considerando vários valores de μ .

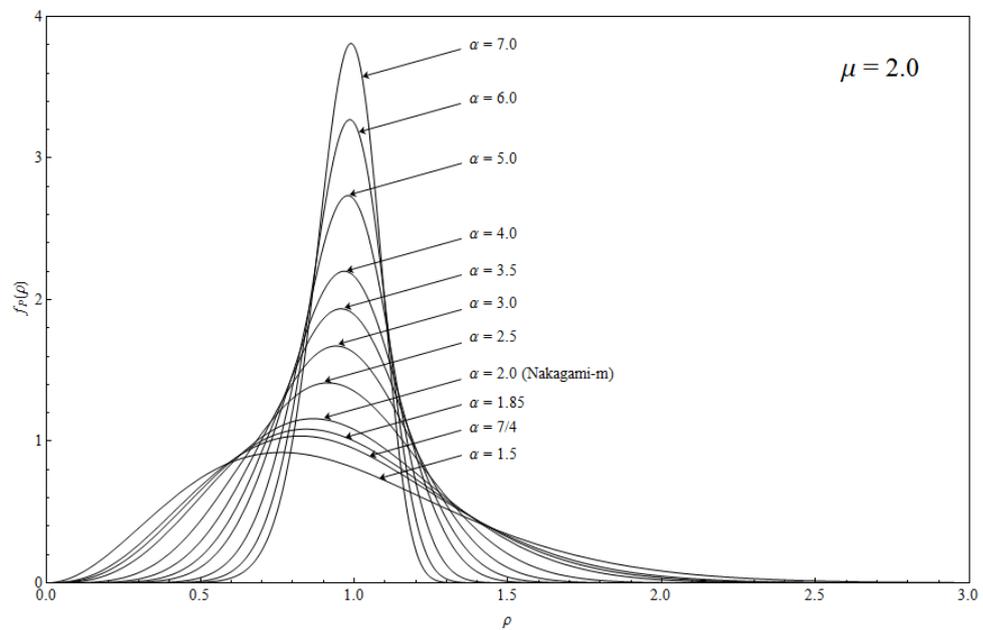


Figura 3.7: PDFs da distribuição α - μ com $\mu = 2.0$ e considerando vários valores de α .

3.7 Distribuição κ - μ

A propagação de energia em um ambiente de rádio móvel é caracterizada por ondas incidentes interagindo com as irregularidades da superfície via difração, espalhamento, reflexão e absorção. A interação das ondas com as estruturas físicas geram uma distribuição contínua de ondas parciais [26], com essas ondas exibindo amplitudes e fases variando de acordo com as propriedades físicas da superfície. O sinal propagado atinge então o receptor através de múltiplos percursos, e o resultado é um sinal que desvanece rapidamente, caracterizando um desvanecimento curto-termo. Para superfícies consideradas serem do tipo grosseiro aleatório gaussiano, leis de estatística universais podem ser derivadas em uma forma parametrizada.

As mais bem conhecidas distribuições de desvanecimento foram derivadas assumindo-se um campo homogêneo, difuso e espalhado, resultante de pontos espalhadores aleatoriamente distribuídos. Com tal suposição, o teorema do limite central conduz a processos gaussianos complexos, com variáveis com distribuição Gaussiana em fase e em quadratura, tendo média zero e desvios padrões iguais. A hipótese de um campo de espalhamento difuso e homogêneo é certamente uma aproximação, porque as superfícies são espacialmente correlatas, caracterizando um ambiente não-homogêneo. Em [7] e [10], uma forma generalizada para as distribuições Rice (Nakagami-n) e outra para as distribuições Hoyt (Nakagami-q) foram apresentadas. Essas novas formas foram chamadas respectivamente de distribuição **n-generalizada** e distribuição **q-generalizada**, e foram obtidas considerando a soma dos quadrados das respectivas variáveis independentes. Essas distribuições têm a estrutura funcional da distribuição Chi-quadrado não-central (em que o grau de liberdade é feito contínuo) e da soma de duas distribuições Gamma (ou, equivalentemente, a soma de duas distribuições Chi-quadrado centrais em que o grau de liberdade é feito contínuo). Foi-se notado, entretanto, que tais generalizações foram puramente conectadas com um problema matemático e não correspondiam a algum fenômeno físico envolvido.

O modelo de desvanecimento para a distribuição κ - μ considera um sinal composto de *clusters* de ondas de multipercursos propagando em um ambiente não-homogêneo. Dentro de qualquer um dos *clusters*, as fases das ondas espalhadas são aleatórias e tem tempos de atraso similares, com espalhamento de tempo de atraso de diferentes *clusters* sendo relativamente grande. Os *clusters* de ondas de multipercursos são assumidos terem ondas espalhadas com potências idênticas, mas dentro de cada *cluster* um componente dominante que apresenta uma potência arbitrária é encontrado.

A distribuição κ - μ inclui as distribuições Rice (Nakagami-n) e a Nakagami-m como casos especiais. Além disso, as distribuições Gaussiana unilateral e Rayleigh também constituem casos especiais.

A distribuição κ - μ é uma distribuição de desvanecimento geral que pode ser usada para representar variações de pequena escala do sinal de desvanecimento em uma condição LOS. Para um sinal de desvanecimento com envelope R, com $\hat{r} = \sqrt{E(R^2)}$ sendo o valor rms de R, a função de densidade de probabilidade, $f_R(r)$, é escrita como [11]

$$f_R(r) = \frac{2\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp[\mu\kappa] \hat{r}} \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^\mu \exp\left[-\mu(1+\kappa) \left(\frac{r}{\hat{r}}\right)^2\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\frac{r}{\hat{r}}\right], \quad (3.19)$$

em que $\kappa > 0$ é a razão entre a potência total dos componentes dominantes e a potência total das ondas espalhadas, $\mu > 0$ é dado por $\mu = \frac{E^2(R^2)}{V(R^2)} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}$ (ou, equivalentemente, $\mu = \frac{1}{V(P^2)} \frac{1+2\kappa}{(1+\kappa)^2}$), e $I_v(\cdot)$ é a função de Bessel modificada do primeiro tipo e ordem v . A função de distribuição cumulativa do envelope da κ - μ , $F_R(r)$, é obtida em sua forma fechada como [11]

$$F_R(r) = 1 - Q_\mu\left[\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)}\mu\frac{r}{\hat{r}}\right], \quad (3.20)$$

em que

$$Q_v(a, b) = \frac{1}{a^{v-1}} \int_b^\infty x^v \exp\left[-\frac{x^2 + a^2}{2}\right] I_{v-1}(ax) dx \quad (3.21)$$

é a função Marcum Q generalizada.

Fazendo a transformação de variáveis, a PDF e a CDF para a SNR são dadas por

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{\mu(1+\kappa)^{\frac{\mu+1}{2}}}{\kappa^{\frac{\mu-1}{2}} \exp[\mu\kappa] \sqrt{\gamma\tilde{\gamma}}} \left(\frac{\gamma}{\tilde{\gamma}}\right)^{\frac{\mu}{2}} \exp\left[-\mu(1+\kappa) \left(\frac{\gamma}{\tilde{\gamma}}\right)\right] I_{\mu-1}\left[2\mu\sqrt{\kappa(1+\kappa)}\frac{\gamma}{\tilde{\gamma}}\right] \quad (3.22)$$

e

$$F_\gamma(\gamma) = 1 - Q_\mu\left[\sqrt{2\kappa\mu}, \sqrt{2(1+\kappa)}\mu\frac{\gamma}{\tilde{\gamma}}\right]. \quad (3.23)$$

A distribuição κ - μ é uma distribuição generalizada de desvanecimento que inclui as mais conhecidas distribuições, chamadas Rice e Nakagami- m . Note que ambas as distribuições Rice e Nakagami- m incluem a distribuição de Rayleigh e, além disso, a distribuição Nakagami- m também inclui a distribuição Gaussiana Unilateral. Portanto, essas distribuições também podem ser obtidas a partir da distribuição κ - μ . A Tabela 3.2 descreve os parâmetros a serem utilizados com a distribuição κ - μ caso se deseje obter as outras distribuições anteriormente citadas.

Tabela 3.2: Relação entre os parâmetros da distribuição κ - μ e as demais distribuições.

Distribuição	κ	μ
Rice	k	1
Rayleigh	$\rightarrow 0$	1
Nakagami- m	$\rightarrow 0$	m
Gaussiana unilateral	$\rightarrow 0$	1/2

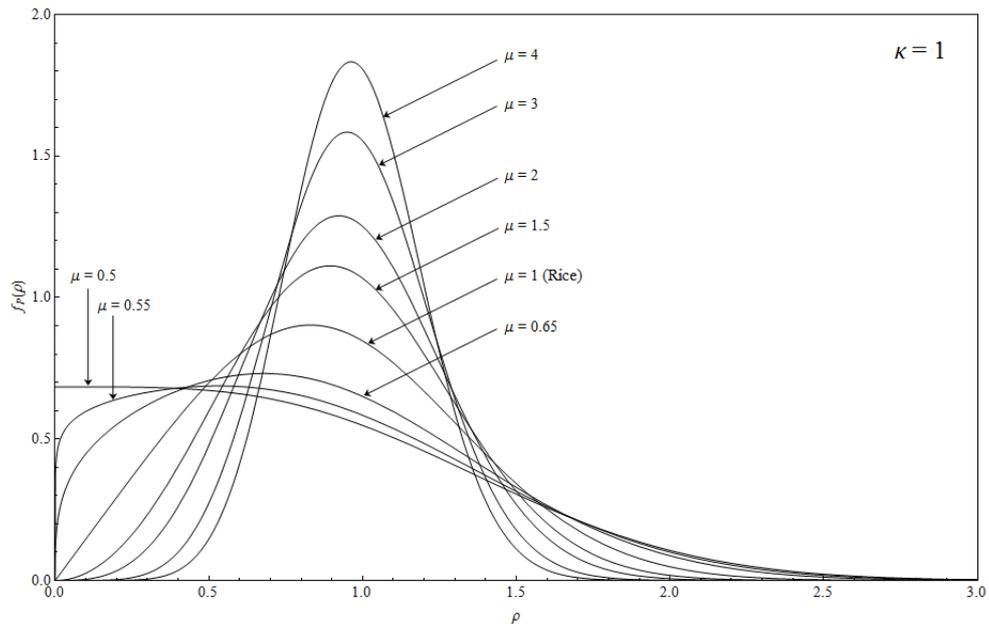


Figura 3.8: PDFs da distribuição κ - μ com $\kappa = 1$ e considerando vários valores de μ .

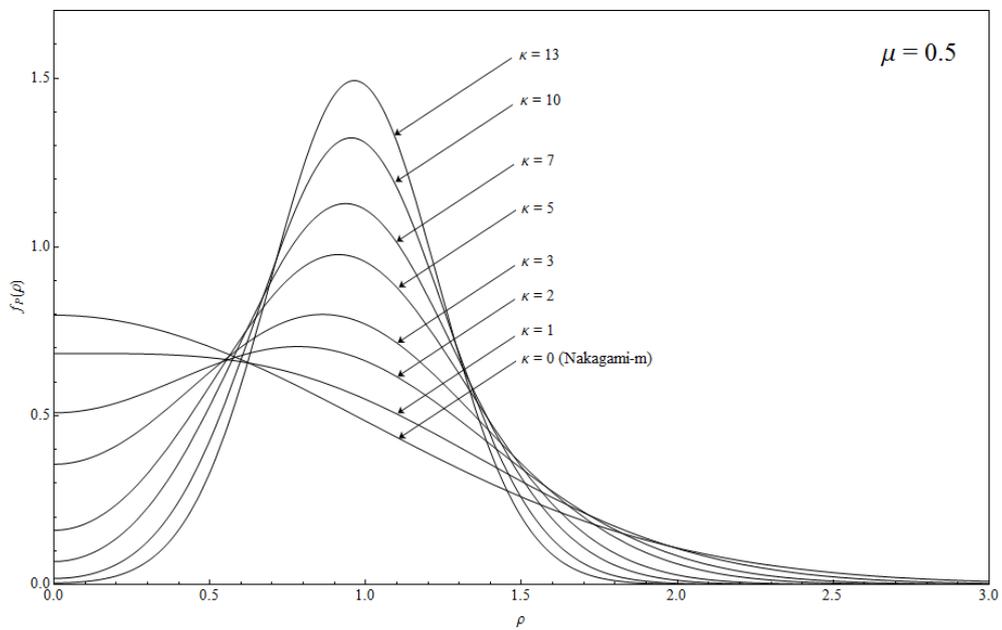


Figura 3.9: PDFs da distribuição κ - μ com $\mu = 0.5$ e considerando vários valores de κ .

Capítulo 4

Capacidade de Canal, Eficiência Espectral e Taxa de Erro de Bit com esquemas CPVR e VPVR

Este capítulo descreve o cenário considerado no estudo semi-analítico realizado, bem como as equações e procedimentos adotados para a geração dos resultados.

4.1 Aspectos gerais

Para atender a crescente demanda por serviços de comunicação sem fio com o espectro relativamente escasso que temos, esquemas de modulação adaptativa têm sido propostos nas duas últimas décadas como um método efetivo de aumento da eficiência no uso do espectro. Quando as informações do estado do canal (CSI) podem ser estimadas e essa estimativa pode ser enviada de volta para o transmissor, a taxa de transmissão e a potência podem ser adaptadas relativamente às características do canal para atingir um melhor desempenho. Em [12], a capacidade do canal com CSI foi derivada tanto para transmissões com potência constante e taxa variável (CPVR) quanto para transmissões com potência variável e taxa variável (VPVR). Em [13], um esquema de modulação M-ária com amplitudes em quadratura (M-QAM) foi proposto para transmissão de dados através de canais em desvanecimento. Em [14], uma adaptação com taxa variável para M-QAM com alocação de potência constante foi analisada através de canais generalizados de desvanecimento.

Em um ambiente multiusuário com uma única célula, a diversidade multiusuário tira vantagem da variabilidade dos canais de desvanecimento para melhorar a eficiência espectral total. Por exemplo, considere que um elevado número de usuários experimentando condições de desvanecimento variantes no tempo está ativamente transmitindo ou recebendo dados em uma determinada célula. Concedendo-se acesso somente ao usuário com a melhor qualidade de transmissão, nós podemos atingir um ganho de diversidade de tal forma que um aumento na capacidade do canal e na eficiência espectral podem ser alcançados. Diferentes algoritmos de agendamento multiusuário foram propostos em [15] e [16] para escolher o melhor usuário e reduzir a carga de *feedback*.

Neste projeto, nós simplesmente selecionamos o usuário com a maior razão sinal-ruído instantânea para desempenhar a transmissão de dados, conforme demonstrado na Figura 4.1. Com o melhor usuário selecionado, nós analisamos a capacidade média do canal e a eficiência espectral para ambos os esquemas CPVR e VPVR com M-QAM através de canais generalizados de desvanecimento independentes, mas não necessariamente identicamente distribuídos (i.n.i.d).

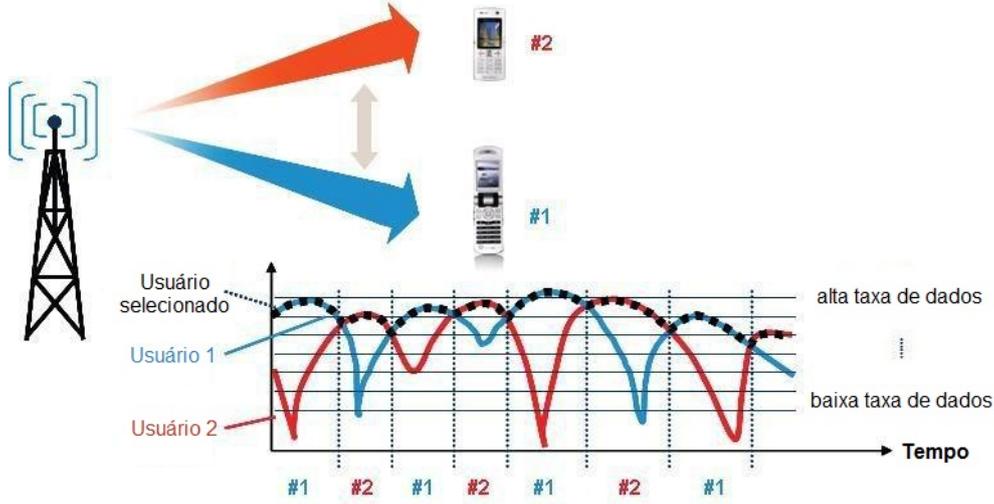


Figura 4.1: Diversidade multiusuário com seleção do melhor usuário.

A operação dos esquemas CPVR e VPVR necessitam de uma estimação de canal precisa no receptor, um caminho de *feedback* confiável entre o estimador e o receptor, e um tempo de atraso negligenciável. Além disso, um eficiente esquema de controle de erros é, portanto, necessário para assegurar o acesso do transmissor às informações de estado do canal. Neste projeto, assumimos perfeita estimação do canal e um *feedback* confiável. [17]

Considere um ambiente multiusuário com uma única célula com N usuários uniformemente distribuídos em uma célula de raio R centrada em torno de uma estação base. Nesse caso, a SNR média $\bar{\gamma}$ para cada usuário é assumida ter distribuição Lognormal com um desvio padrão de sombreamento de θ dB e uma SNR média $\bar{\gamma}_R$ a uma distância R , bem como um valor médio seguindo um modelo de perda de percurso exponencialmente decrescente com um expoente ζ . A função de densidade de probabilidade (PDF) para a SNR média $\bar{\gamma}$ é dada por [18, 19]

$$f_{\bar{\gamma}}(\bar{\gamma}) = \frac{2}{c} \exp\left[\frac{2\theta^2 - 2c(\bar{\gamma} - \bar{\gamma}_R)}{c^2}\right] Q\left(\frac{2\theta^2 - c(\bar{\gamma} - \bar{\gamma}_R)}{c\theta}\right), \quad (4.1)$$

em que $c = 10\zeta \log_{10}(e)$ é o parâmetro de perda de percurso exponencial e $Q(\cdot)$ é a função Q gaussiana, que é definida como sendo a probabilidade da cauda da distribuição normal padrão, isto é, $Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty \exp(-u^2/2) du$.

O sistema utiliza a técnica de acesso múltiplo por divisão de tempo (TDMA, do Inglês *Time-Division Multiple Access*). No começo de cada *time slot* o usuário com a maior SNR instantânea é selecionado para desempenhar a transmissão de dados naquele *time slot*. Denotemos γ_i como sendo a SNR instantânea para o i -ésimo usuário e b denota o melhor usuário selecionado tal que $b = \operatorname{argmax}_{i \in \mathbb{R}} \{\gamma_i\}$, onde $\mathbb{R} = \{1, 2, \dots, N\}$. Nós podemos então escrever $\gamma_b = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N\}$.

Agora suponhamos que os canais entre os usuários e a estação base estejam variando lentamente e desvanecendo suavemente, tal que as condições do canal mudam a uma taxa que é muito mais lenta que a taxa de símbolos. Neste caso, o canal permanece grosseiramente constante através de centenas de símbolos.

Para canais de desvanecimento α - μ a SNR instantânea γ_i para cada usuário tem função de distribuição de probabilidade dada por [8]

$$f_{\gamma_i}(\gamma) = \frac{\alpha_i \mu_i^{\mu_i} \gamma^{\frac{\alpha_i \mu_i}{2} - 1}}{2 \bar{\gamma}_i^{\frac{\alpha_i \mu_i}{2}} \Gamma(\mu_i)} \exp \left[-\mu_i \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i} \right)^{\frac{\alpha_i}{2}} \right], \quad (4.2)$$

em que $\Gamma(\cdot)$ é a função Gamma.

É fácil mostrar que a função de distribuição cumulativa (CDF) da SNR instantânea do melhor usuário pode ser escrita como

$$F_{\gamma_b}(\gamma) = \prod_{i=1}^N F_{\gamma_i}(\gamma) = \prod_{i=1}^N \left(1 - \frac{\Gamma \left(\mu_i, \mu_i \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i} \right)^{\frac{\alpha_i}{2}} \right)}{\Gamma(\mu_i)} \right), \quad (4.3)$$

em que $\Gamma(\cdot, \cdot)$ é a função Gamma superior incompleta.

Para canais de desvanecimento κ - μ a SNR instantânea γ_i para cada usuário tem PDF dada por [11]

$$f_{\gamma_i}(\gamma) = \frac{\mu_i (1 + \kappa_i)^{\frac{\mu_i + 1}{2}}}{\kappa_i^{\frac{\mu_i - 1}{2}} \exp[\mu_i \kappa_i] \sqrt{\gamma \bar{\gamma}_i}} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i} \right)^{\frac{\mu_i}{2}} \exp \left[-\mu_i (1 + \kappa) \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i} \right)^2 \right] I_{\mu_i - 1} \left[2\mu_i \sqrt{\kappa_i (1 + \kappa_i)} \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i} \right]. \quad (4.4)$$

A CDF da SNR instantânea para o melhor usuário é escrita como

$$F_{\gamma_b}(\gamma) = \prod_{i=1}^N F_{\gamma_i}(\gamma) = \prod_{i=1}^N \left(1 - Q_{\mu_i} \left[\sqrt{2\kappa_i \mu_i}, \sqrt{2(1 + \kappa_i) \mu_i} \frac{\gamma}{\bar{\gamma}_i} \right] \right). \quad (4.5)$$

Pressupondo-se perfeita estimação de canal e *feedback* confiável, a capacidade de um canal de desvanecimento $\langle C \rangle$ (em bits por segundo) com alocação variável de potência e adaptação de taxa é dada por [17]

$$\langle C \rangle = \max_{P(\gamma)} \left\{ \int_0^\infty W \log_2 \left(1 + \gamma \frac{P(\gamma)}{\bar{P}} \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma \right\}, \quad (4.6)$$

em que W (em Hertz) é a largura de banda do canal, $f_\gamma(\gamma)$ é a distribuição da SNR recebida, \bar{P} é a potência média de transmissão e $P(\gamma)$ é a potência de transmissão instantânea escolhida relativa a γ , a qual está sujeita a restrição de potência: [17]

$$\int_0^\infty P(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \leq \bar{P}. \quad (4.7)$$

Se nós escolhermos M-QAM não codificado para o esquema de modulação adaptativa, a BER com alocação de potência variável pode ser bem aproximada por [17]

$$BER(M, \gamma) \cong a_0 \exp \left[-\frac{b_0 \gamma}{(M-1)} \frac{P(\gamma)}{\bar{P}} \right] , \quad (4.8)$$

em que $a_0 = 1/5$ e $b_0 = 3/2$.

Para manter uma BER fixa BER_0 , o tamanho M da constelação é ajustado para [17]

$$M = 1 + \frac{\gamma}{K_0} \frac{P(\gamma)}{\bar{P}} , \quad (4.9)$$

em que $K_0 = -(1/b_0) \ln(BER_0/a_0)$.

4.2 Adaptação CPVR

4.2.1 Capacidade do Canal

Com a potência de transmissão constante $P(\gamma) = \bar{P}$, a capacidade do canal $\langle C \rangle_{cpvr}$ é dada por [17]

$$\langle C \rangle_{cpvr} = W \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma . \quad (4.10)$$

4.2.2 Eficiência espectral

Com o esquema de potência constante e o M escolhido em (4.9), a eficiência espectral para M-QAM com taxa contínua pode ser aproximada por [17]

$$\left\langle \frac{R}{W} \right\rangle_{cpvr} = \int_0^\infty \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{K_0} \right) f_\gamma(\gamma) d\gamma . \quad (4.11)$$

4.2.3 Restrição da constelação

Para uso prático, o tamanho M da constelação é frequentemente restringido a 2^n para um inteiro positivo n . Nós dividimos o intervalo total das SNRs em $T + 1$ regiões de desvanecimento e atribuímos M_n como sendo o tamanho da constelação para a n -ésima região. Quando a SNR estimada cai na n -ésima região, M_n é escolhido para o M-QAM. Para M-QAM não codificado os limiares das SNRs são escolhidos como [17]

$$\gamma_n = \begin{cases} [erfc^{-1}(2BER_0)]^2, & n = 1 \\ K_0(2^n - 1), & n = 0, 2, 3, \dots, T \\ +\infty, & n = T + 1 \end{cases} , \quad (4.12)$$

em que $erfc(\cdot)$ é a função erro complementar. Quando $M = 2$, a modulação se reduz ao BPSK, cuja BER é $(1/2)erfc(\sqrt{\gamma})$.

Para M-QAM codificado, a BER é aproximada por [17]

$$BER(M_n, \gamma) \cong a_n \exp \left[-\frac{b_n \gamma}{M_n} \right], \quad (4.13)$$

em que a_n e b_n para diferentes tamanhos M_n das constelações são definidos pela Tab. (4.1):

Tabela 4.1: Parâmetros a_n e b_n e patamares calculados γ_n (dB) para uma $BER_0 = 10^{-3}$.

n	M_n	a_n	b_n	γ_n [dB]
1	4	896.0704	10.7367	7.1
2	8	404.4353	6.8043	11.8
3	16	996.5492	8.7345	14.0
4	32	443.1272	8.2282	17.0
5	64	296.6007	7.9270	20.1
6	128	327.4874	8.2036	23.0
7	256	404.2837	7.8824	26.2
8	512	310.5283	8.2425	29.0

Os limiares das SNRs para $n = 2, 3, \dots, T$ neste caso são escolhidas como $\gamma_n = K_n 2^n$, em que $K_n = -(1/b_n) \ln(BER_0/a_n)$.

A eficiência espectral é a soma das taxas de dados ($\log_2(M_n)$) associadas com cada região multiplicada pela probabilidade de a SNR instantânea cair naquela região [17]

$$\left\langle \frac{R}{W} \right\rangle = \sum_{n=1}^T r_n p_n, \quad (4.14)$$

em que $r_n = \log_2(M_n) = n$, e $p_n = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} f_{\gamma_b}(\gamma) d\gamma = F_{\gamma_b}(\gamma_{n+1}) - F_{\gamma_b}(\gamma_n)$, que pode ser facilmente calculado pelas equações (4.3) e (4.5).

Para M-QAM com taxa contínua, ele sempre opera com o alvo BER_0 . Quando o tamanho da constelação é restrito a alguns valores inteiros, entretanto, o M-QAM discreto opera a uma $\langle BER \rangle_{cpvr}$ média mais baixa que a BER_0 . Similarmente ao cálculo da eficiência espectral, a BER média com restrição de constelação é a razão do número médio de bits em erro sobre o número médio total de bits transmitidos [17]

$$\langle BER \rangle_{cpvr} = \frac{\sum_{n=1}^T r_n \overline{BER}_n}{\sum_{n=1}^T r_n p_n}, \quad (4.15)$$

em que \overline{BER}_n é calculada por [17]

$$\overline{BER}_n = \int_{\gamma_n}^{\gamma_{n+1}} BER(M_n, \gamma) f_{\gamma_b}(\gamma) d\gamma \quad (4.16)$$

4.3 Adaptação VPVR

4.3.1 Capacidade de canal

Otimizando a capacidade de canal em (4.6) com a restrição de potência em (4.7), tem-se a capacidade de canal com alocação ótima de potência como [12]

$$\langle C \rangle_{vpvr} = W \int_{\gamma_0}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_0} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (4.17)$$

em que γ_0 é a SNR ótima de *cutoff* abaixo da qual a transmissão de dados é suspensa e pode ser determinada por [12]

$$\int_{\gamma_0}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_0} - \frac{1}{\gamma} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1. \quad (4.18)$$

4.3.2 Eficiência espectral

Com a alocação ótima de potência e o M escolhido em (4.9), a eficiência espectral é dada por [13]

$$\left\langle \frac{R}{W} \right\rangle_{vpvr} = \int_{\gamma_k}^{\infty} \log_2 \left(\frac{\gamma}{\gamma_k} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma, \quad (4.19)$$

em que γ_k é a profundidade de desvanecimento de *cutoff* na qual nenhuma potência é alocada para transmitir dados, sendo determinada por [13]

$$K_0 \int_{\gamma_k}^{\infty} \left(\frac{1}{\gamma_k} - \frac{1}{\gamma} \right) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = 1. \quad (4.20)$$

4.3.3 Restrição da constelação

Semelhante à restrição de constelação para o esquema CPVR, nós também dividimos todo o intervalo das SNRs em $T + 1$ regiões de desvanecimento, mas nós restringimos nosso tamanho de constelação como $M_0 = 0$, $M_1 = 2$, e $M_n = 2^{2(n-1)}$, $n = 2, \dots, T$. As fronteiras das SNRs γ_n para M-QAM codificado são determinadas por $\gamma_n = \gamma^* M_n$ com um parâmetro $\gamma^* > 0$, que satisfaz a restrição de potência (4.21) se adotarmos o mesmo esquema de alocação de potência como em [13]

$$\sum_{n=1}^T K_n (M_n - 1) \int_{\gamma^* M_n}^{\gamma^* M_{n+1}} \frac{f_{\gamma_b}(\gamma)}{\gamma} d\gamma = 1. \quad (4.21)$$

Substituindo K_n em (4.21) por K_0 nós podemos encontrar γ^* para o M-QAM não-codificado.

A eficiência espectral pode ser calculada usando a Eq. (4.11), com $p_n = F_{\gamma_b}(\gamma^* M_{n+1}) - F_{\gamma_b}(\gamma^* M_n)$, $r_1 = 1$, e $r_n = 2(n - 1)$, $n = 2, 3, \dots, T$. Além disso, a BER irá sempre operar a BER_0 , isto é, $\langle BER \rangle_{vpr} = BER_0$.

4.4 Parâmetros utilizados

Para a geração dos resultados, foi considerado um ambiente multiusuário com uma única célula com um desvio padrão de sombreamento $\theta = 3 dB$ e um expoente $\zeta = 3$ para a perda de percurso. As SNRs médias $\bar{\gamma}_i$'s para cada usuário são supostas serem i.n.i.d, seguindo a distribuição dada em (4.1) com um intervalo celular de SNR $\bar{\gamma}_R$ e extraídas a partir do artigo [17]. Apesar de as formulações para as SNRs instantâneas possibilitarem a atribuição de um parâmetro de desvanecimento diferente para cada usuário, consideramos, para simplificar o projeto, que todos os usuários no sistema possuíam os mesmos parâmetros de desvanecimento. Para todos os casos estudados, foi considerada a modulação M-QAM não-codificada e uma taxa de erro de bits alvo $BER_0 = 10^{-3}$, sendo que para os casos de taxa discreta foram consideradas 9 regiões de decisão.

Capítulo 5

Resultados e análises

*Este capítulo mostra e investiga os resultados obtidos por meio de simulações computacionais realizadas com o auxílio do software **Wolfram Mathematica**[®], considerando o roteiro do estudo semi-analítico apresentado no capítulo anterior.*

5.1 Distribuição Rayleigh

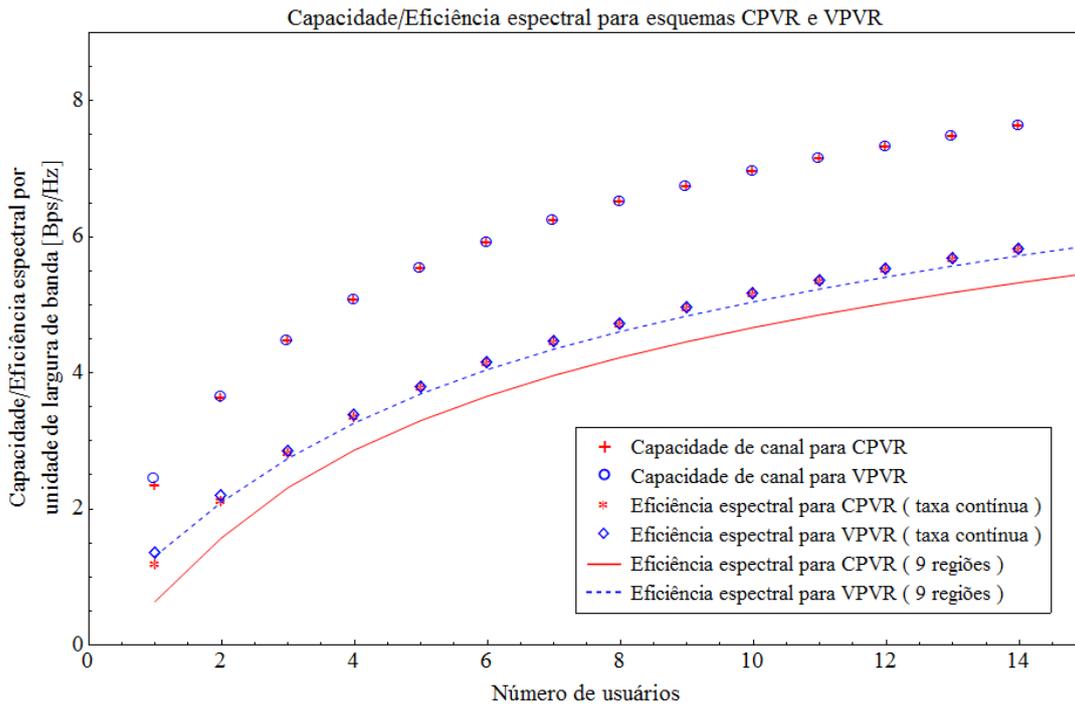


Figura 5.1: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rayleigh.

Conforme esperado, quanto maior o número de usuários, maior a capacidade da rede. Os ganhos de diversidade são bem significativos quando se passa a considerar 2 usuários em vez de 1. Porém, quanto maior o número de usuários menor o ganho de diversidade, considerando números

adjacentes de usuários. Nota-se também que a capacidade de canal para um esquema CPVR é levemente inferior para um baixo número de usuários, mas torna-se praticamente equivalente àquela para um esquema VPVR quando se aumenta o número de usuários. O mesmo acontece com a eficiência espectral considerando taxa contínua, se compararmos os resultados para CPVR e VPVR. Percebe-se, porém, um pequeno salto entre as curvas das eficiências espectrais para taxas discretas. O esquema VPVR apresentou resultados superiores para uma esquema de modulação M-QAM com 9 regiões.

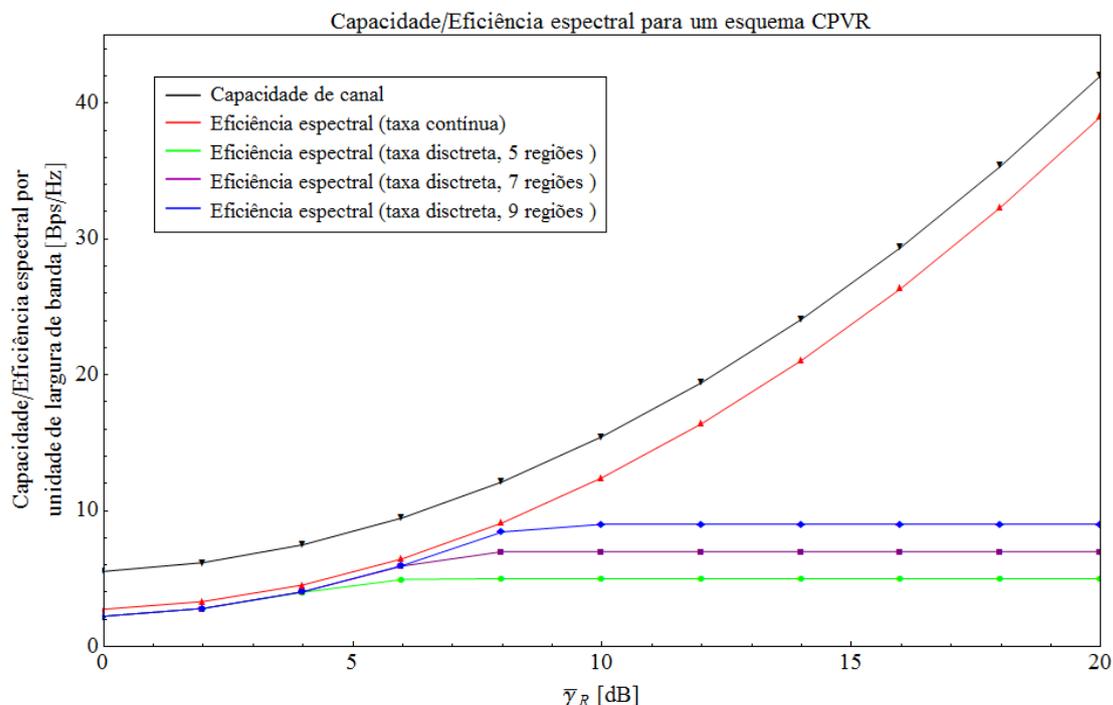


Figura 5.2: Capacidade de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rayleigh e variando o patamar médio.

A Figura 5.2 mostra a capacidade de canal e a eficiência espectral para diferentes SNRs no intervalo celular para o esquema CPVR com o esquema M-QAM não codificado. Nota-se uma saturação da eficiência espectral em uma área com altas SNRs para o esquema CPVR com taxa discreta. Para um intervalo de SNRs altas, o tamanho atual da constelação não é suficiente para transmissões com alta eficiência e uma constelação maior é frequentemente utilizada para atingir um melhor desempenho.

5.2 Distribuição Rice

Quanto maior o número de usuários, maior a capacidade do sistema. É interessante notar que para 1 usuário, quanto maior o valor do parâmetro de desvanecimento, maior o valor da capacidade. A partir de um valor em torno de 3 usuários, entretanto, a situação se inverte. Quanto maior o valor do parâmetro de desvanecimento, menor o valor da capacidade. A partir dessa região em que as curvas se invertem, a distribuição de Rice apresentou valores sempre menores do que aqueles

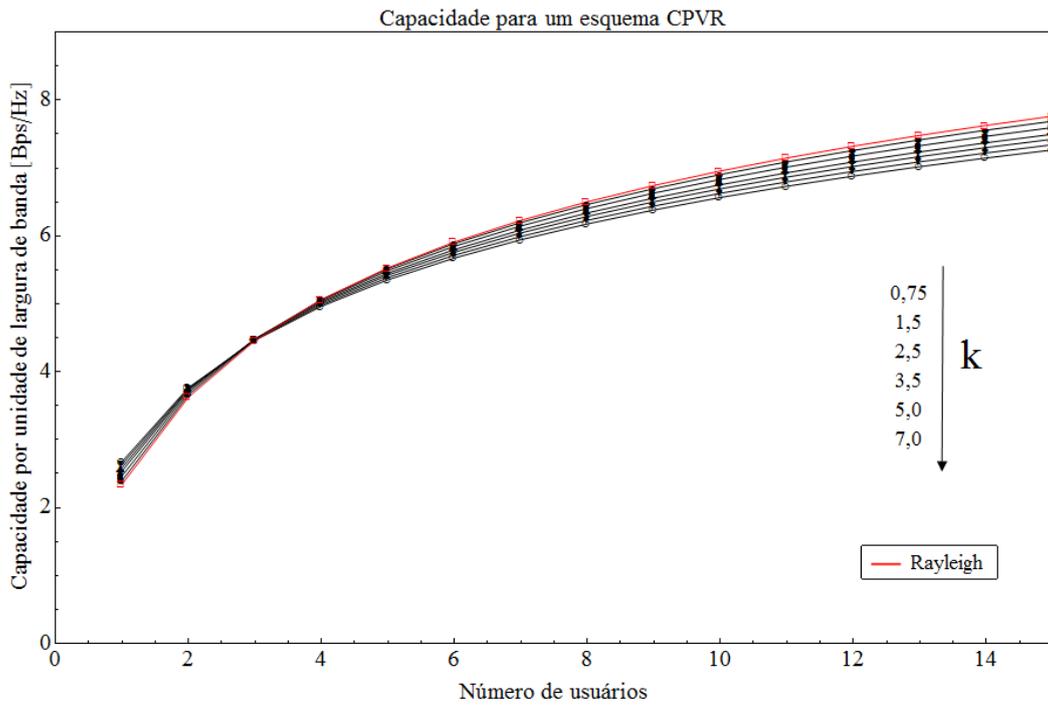


Figura 5.3: Capacidade de canal considerando desvanecimento de Rice para vários parâmetros k .

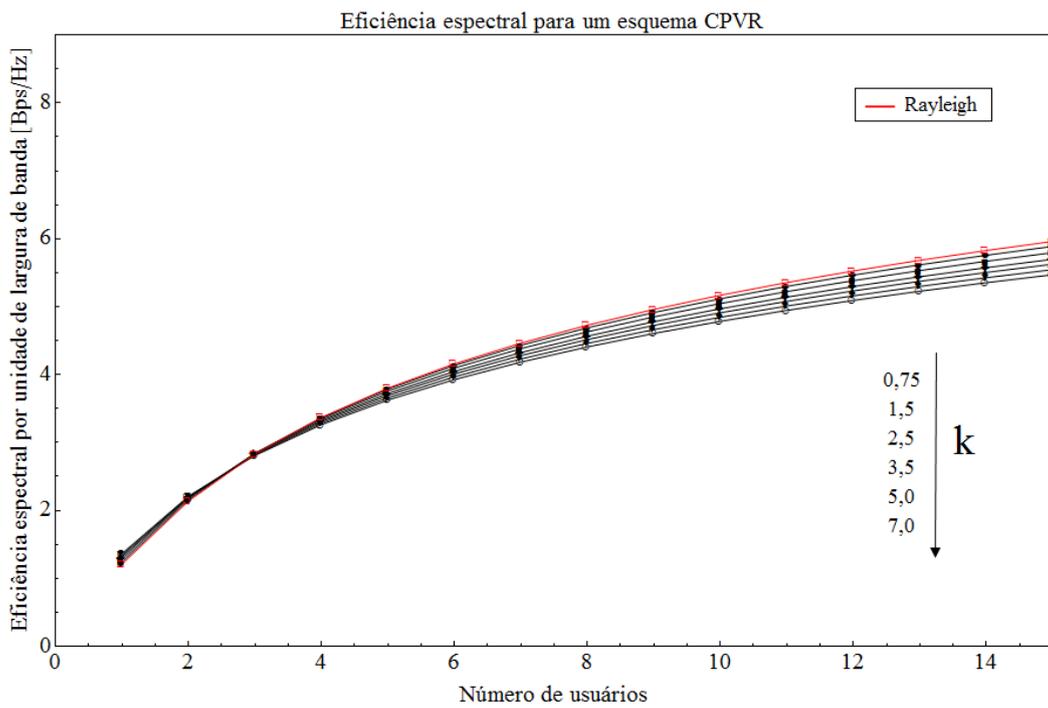


Figura 5.4: Eficiência espectral considerando desvanecimento de Rice para vários parâmetros k .

gerados considerando a distribuição de Rayleigh. Além disso, as curvas ficaram bem próximas umas das outras, demonstrando que as variações no valor do parâmetro da distribuição de Rice não causam mudanças tão significativas nos valores da capacidade. Foram gerados, também, dois gráficos para uma melhor análise do comportamento de todos os aspectos estudados quando se

considera um parâmetro de desvanecimento muito severo (parâmetro baixo) ou um meio pouco atenuante (parâmetro alto). Quando analisamos as curvas para o meio mais severo (Fig. 5.5) percebemos que para um usuário no sistema há uma diferença significativa entre os valores de capacidade e eficiência espectral para os esquemas CPVR e VPVR. Conforme aumentamos o valor de k (Fig. 5.6) pode-se ver que tal diferença entre os valores de capacidade e eficiência para um usuário diminui. A partir de dois usuários, as curvas tornam-se praticamente sobrepostas e a vantagem do VPVR sobre o CPVR não é mais tão evidente.

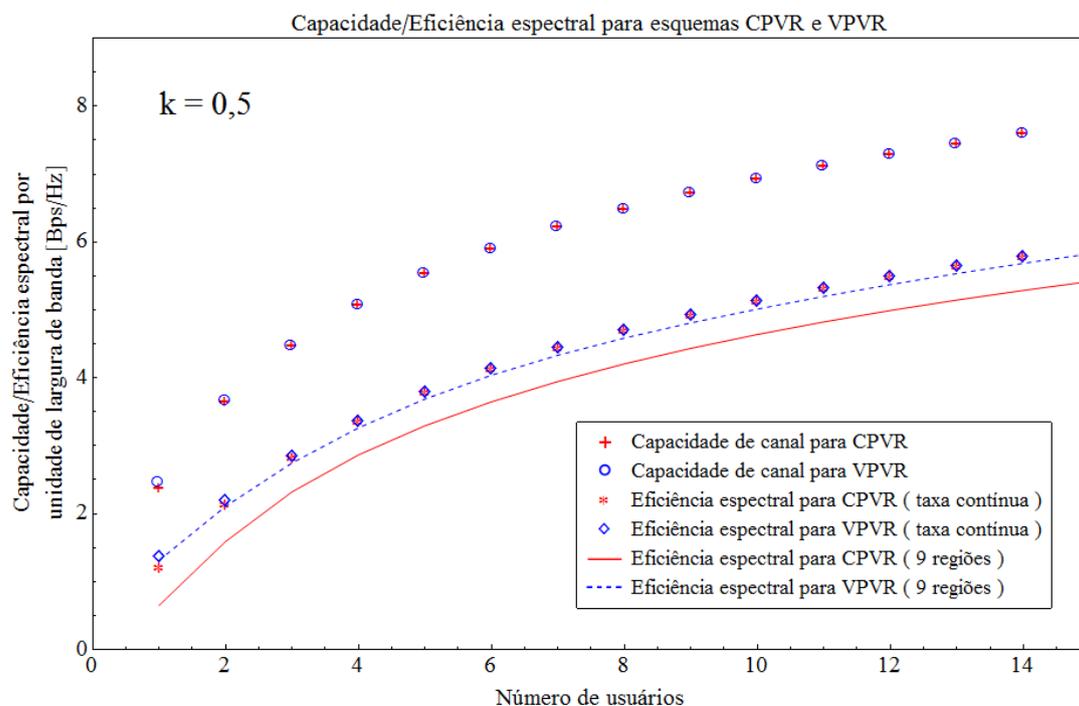


Figura 5.5: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rice com $k = 0,5$.

Por meio da análise das curvas de capacidade, podemos notar que a quantidade de ganho de diversidade depende substancialmente do valor do parâmetro de desvanecimento. O desvanecimento de Rice modela situações em que existe um forte percurso especular LOS e muitos outros pequenos percursos refletidos. O parâmetro k é definido como a razão entre a energia do percurso LOS e a energia dos componentes difusos. Para valores de k maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que o sinal é relativamente mais determinístico e pouco se poderia aproveitar das componentes espalhadas. Entretanto, para valores de k mais baixos, o sinal é mais aleatório, composto por muitas componentes espalhadas, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo em maiores ganhos.

A Figura 5.7 mostra a taxa de erro de bits (BER) para a distribuição de Rayleigh e para a distribuição de Rice considerando um parâmetro de desvanecimento severo e um suave. Foi considerado um esquema CPVR com taxa discreta e 9 regiões de decisão. Até um valor de $\bar{\gamma}_R$ em torno de 11 dB a distribuição de Rayleigh apresenta uma BER maior do que aquelas apresentadas pela distribuição de Rice, cujas BERs são praticamente equivalentes. No intervalo de $\bar{\gamma}_R \approx 11 \text{ dB}$

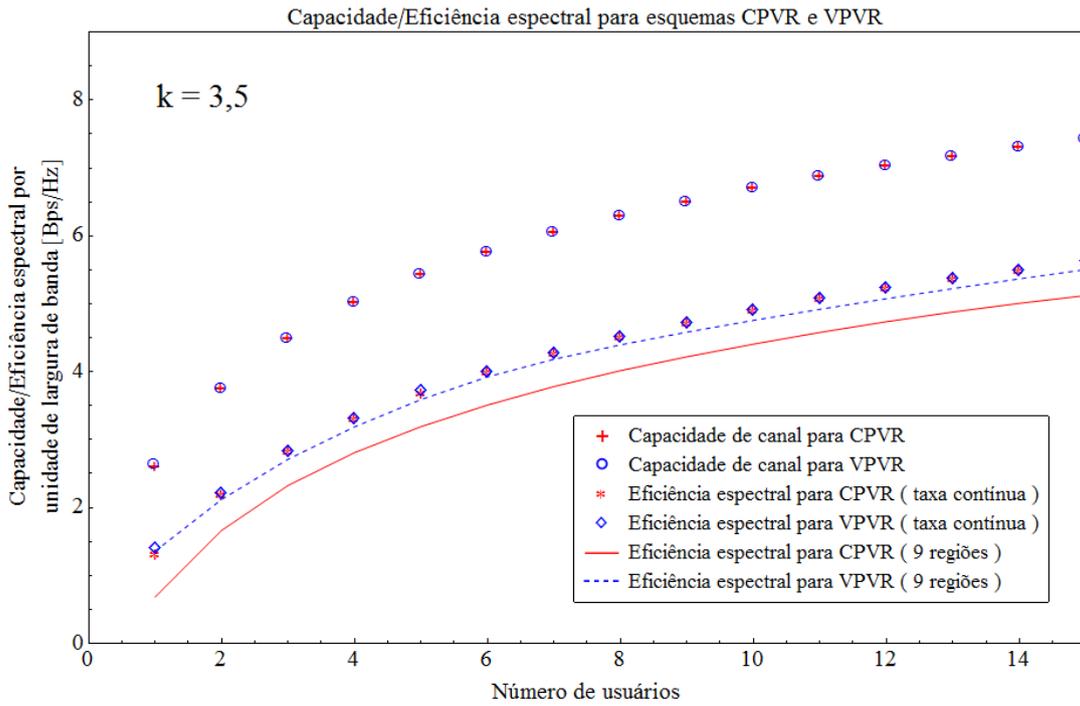


Figura 5.6: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Rice com $k = 3,5$.

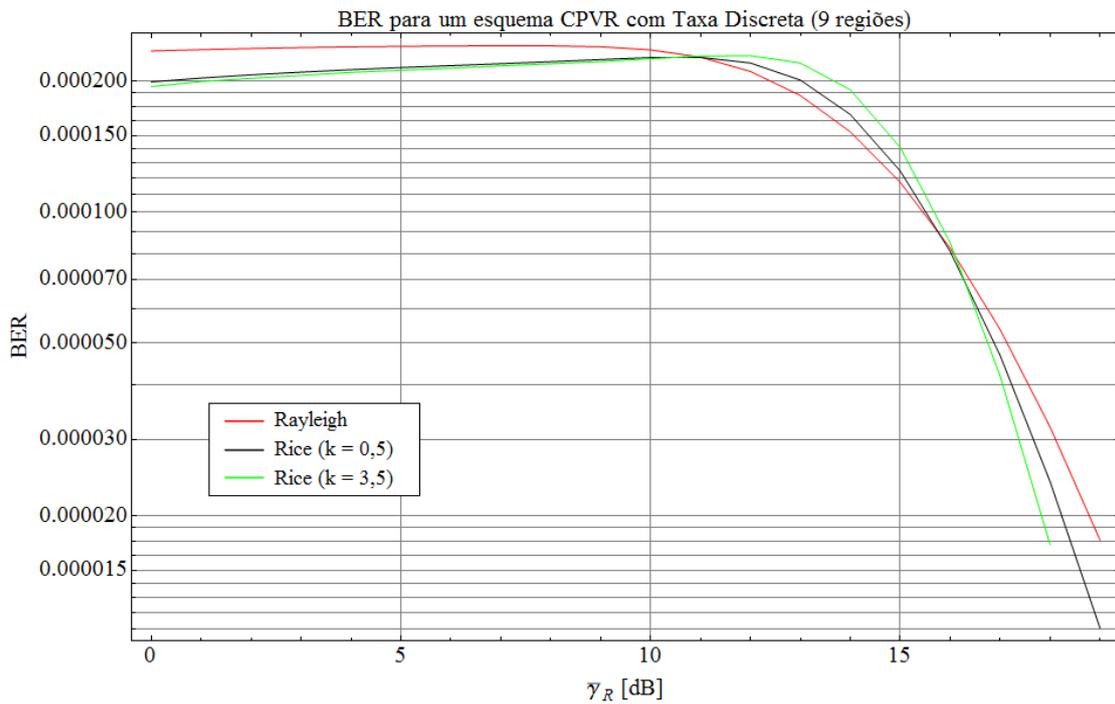


Figura 5.7: BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos de Rice ($N=5$).

a $\bar{\gamma}_R \approx 16 \text{ dB}$ a BER para a distribuição de Rayleigh foi a menor de todas, seguida da Rice com $k = 0,5$ e, por último, da Rice com $k = 3,5$ apresentando a maior BER. Entretanto, a partir de

$\bar{\gamma}_R \approx 16 \text{ dB}$ as curvas se invertem e, para um mesmo valor de $\bar{\gamma}_R$, a distribuição de Rice com $k = 3,5$ passa a apresentar a menor BER, seguida da Rice com $k = 0,5$ e, por último, da Rayleigh apresentando a maior BER.

Comparando os resultados para Rice e Rayleigh, podemos concluir que, se desejamos elaborar um projeto de mais baixo custo, é mais interessante considerarmos a distribuição de Rayleigh, já que ela começa a apresentar valores de BER mais baixos para valores de $\bar{\gamma}_R$ mais baixos. Além disso, conforme vimos na Figura 5.3, a distribuição de Rayleigh apresenta valores de capacidade superiores para um alto número de usuários, tornando-a mais vantajosa do ponto de vista econômico.

5.3 Distribuição Nakagami- m

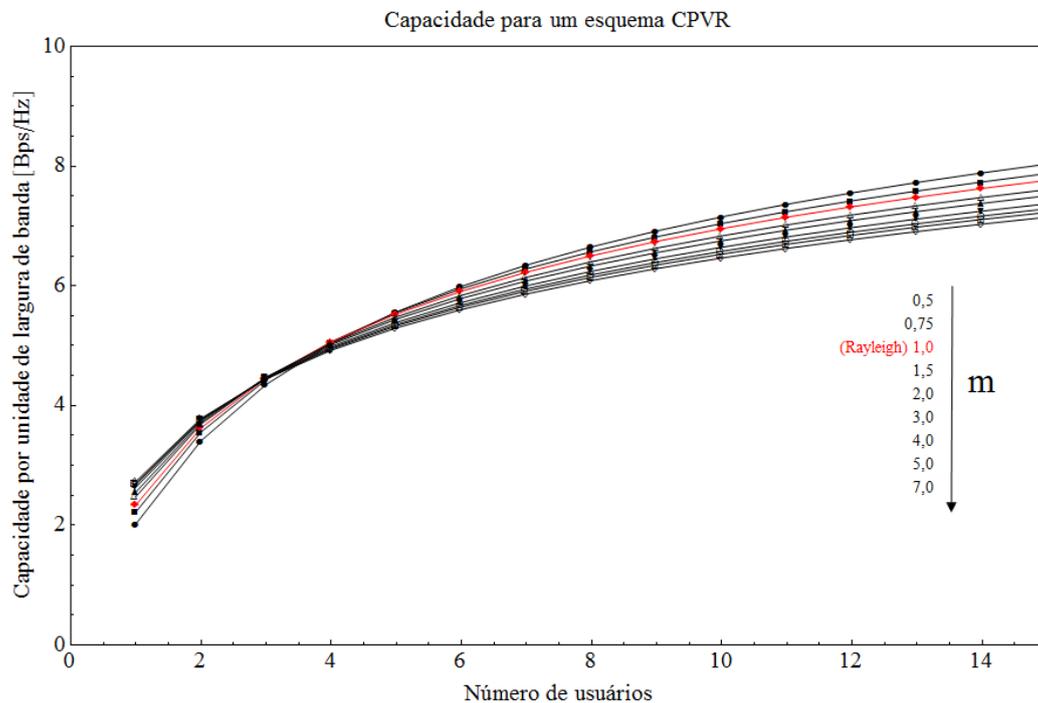


Figura 5.8: Capacidade considerando desvanecimento de Nakagami- m para vários parâmetros m .

A Figura 5.8 mostra o impacto do desvanecimento de Nakagami- m na capacidade do sistema de agendamento multiusuário. Pode-se notar, como já era de esperar, que quanto maior o número de usuários na rede, maior a capacidade. Pela observação da Figura 5.8, podemos ver que ocorre uma inversão das curvas para um número de usuários que está entre 3 e 4. Considerando a parte da curva anterior a essa região, os valores de capacidade são maiores para parâmetros de desvanecimento maiores. Entretanto, após a região onde as curvas se invertem, os valores de capacidade são maiores para parâmetros de desvanecimento menores. Quando comparamos as curvas de capacidade considerando o desvanecimento de Nakagami- m com a curva de capacidade considerando o desvanecimento de Rayleigh, podemos notar que as curvas que consideram o parâmetro m de Nakagami menores do que 1 apresentam resultados superiores aos de Rayleigh, se considerarmos um alto número de usuários.

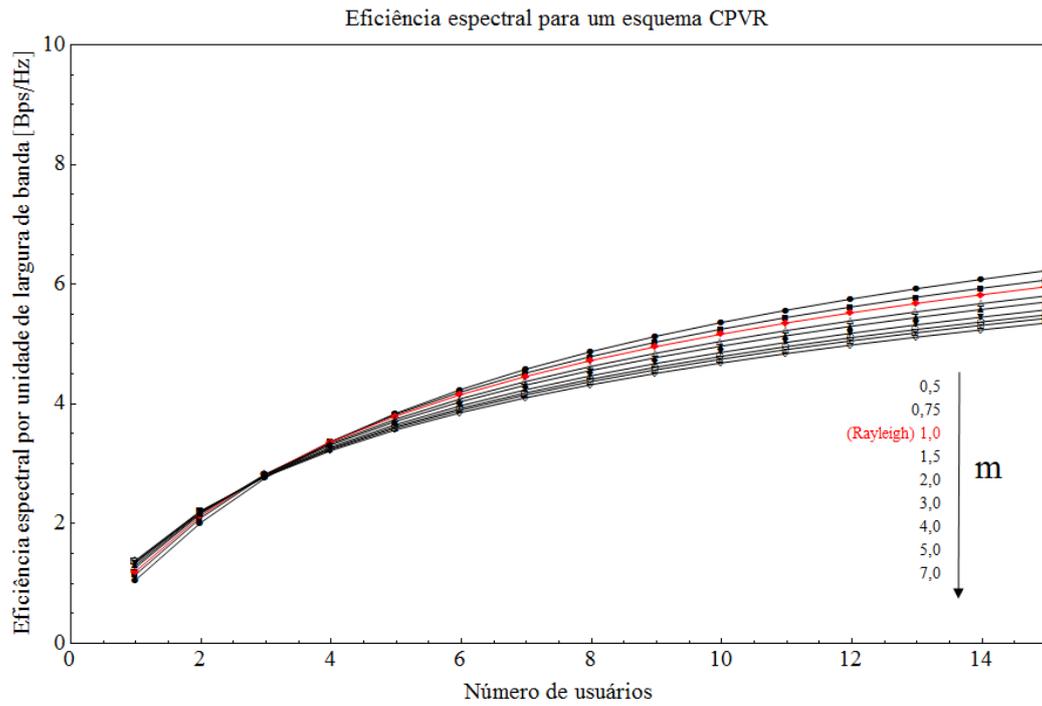


Figura 5.9: Eficiência espectral considerando desvanecimento de Nakagami- m para vários parâmetros m .

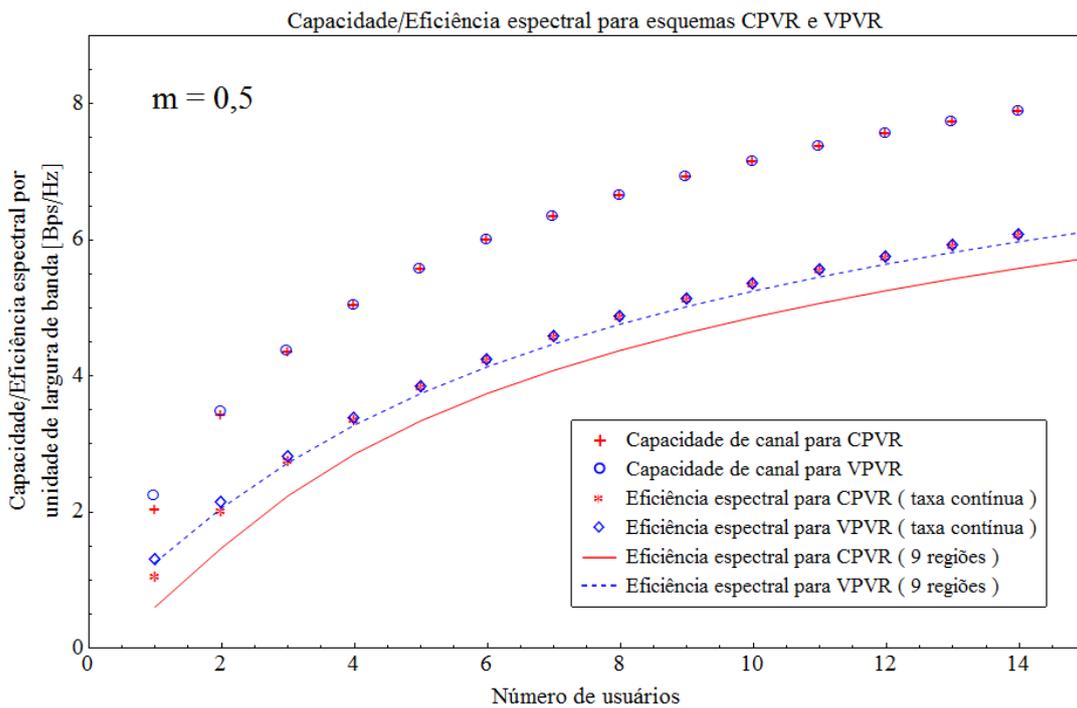


Figura 5.10: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Nakagami- m com $m = 0,5$.

A SNR média é definida como 1, isto é, 0 dB , neste exemplo. Um ambiente mais espalhador (com um m menor) resulta em uma capacidade mais baixa quando $N = 1$. Entretanto, a história

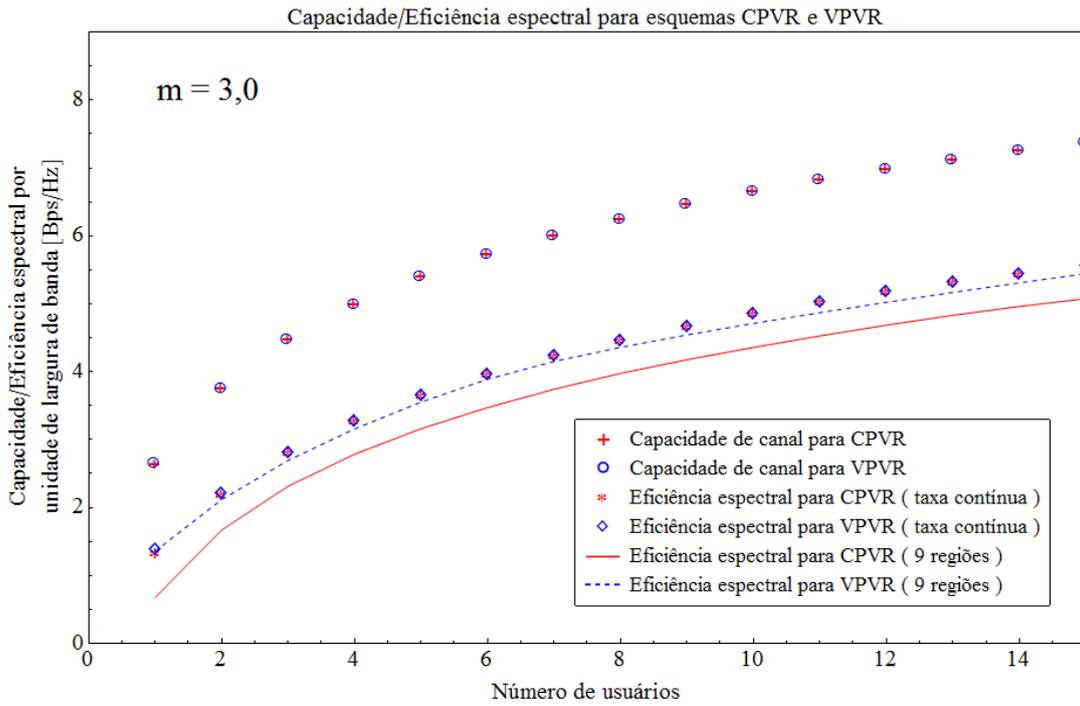


Figura 5.11: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Nakagami- m com $m = 3,0$.

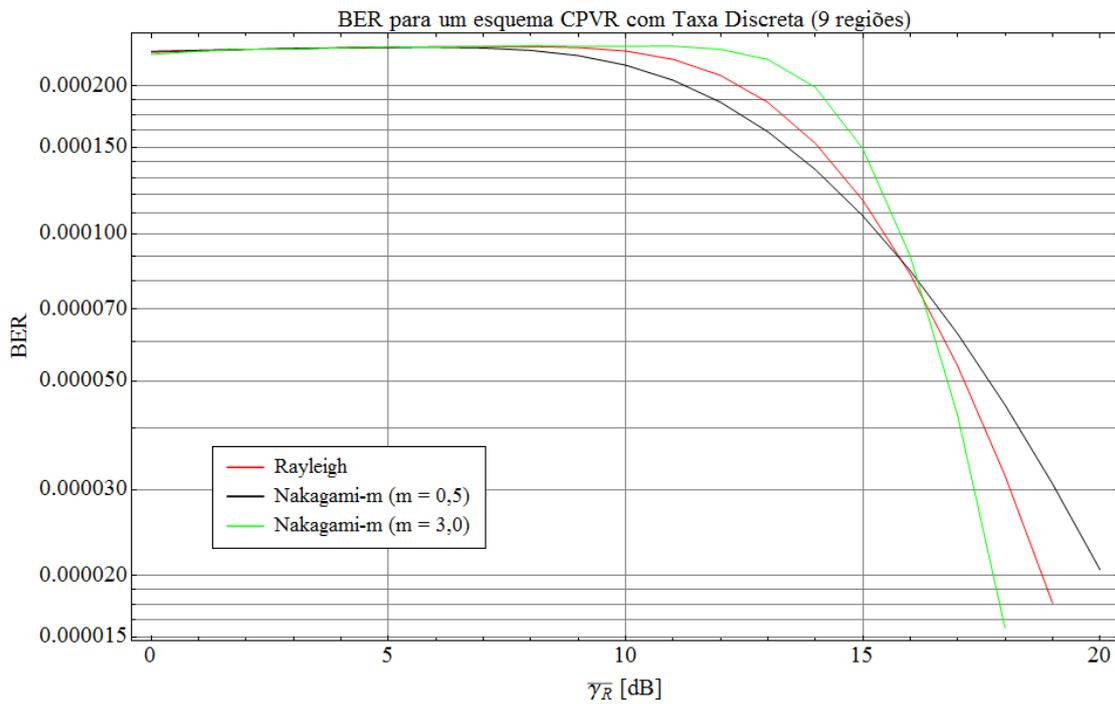


Figura 5.12: BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos de Nakagami ($N=5$).

se torna totalmente diferente quando mais do que um usuário reside no sistema. Pode-se notar que na presença de diversidade multiusuário ($N \geq 2$), a capacidade do sistema com agendamento

multiusuário é a maior para o canal com desvanecimento de Nakagami com $m = 0,5$, e diminui conforme m aumenta. Quando $m \rightarrow \infty$, o canal torna-se um canal AWGN e não mais ganho de diversidade multiusuário pode ser explorado. Um ambiente mais espalhador é benéfico para o sistema com agendamento multiusuário, já que as grandes variações do canal possibilitam ao agendador organizar as transmissões nos altos picos do desvanecimento do canal.

Assim como para a distribuição de Rice, pudemos notar que a quantidade de ganho de diversidade depende substancialmente do valor do parâmetro de desvanecimento. O desvanecimento de Nakagami- m modela ambientes NLOS. O parâmetro m indica a quantidade de *clusters* de multipercursos. Para valores de m maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que haveria mais *clusters* de multipercursos e as ondas, conseqüentemente, estariam mais concentradas, representando um ambiente mais determinístico. Entretanto, para valores de m mais baixos, o sinal é mais aleatório, composto por poucos *clusters* de multipercursos e por muitas ondas espalhadas, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo em maiores ganhos.

A Figura 5.12 mostra a taxa de erro de bits (BER) para a distribuição de Rayleigh e para a distribuição de Nakagami- m considerando um parâmetro de desvanecimento severo e um suave. Foi considerado um esquema CPVR com taxa discreta e 9 regiões de decisão. Até um valor de $\bar{\gamma}_R$ em torno de 7 dB , a BER é praticamente a mesma para todas as distribuições consideradas. No intervalo de $\bar{\gamma}_R \approx 8\text{ dB}$ a $\bar{\gamma}_R \approx 11\text{ dB}$ a BER para a distribuição de Nakagami- m com $m = 0,5$ foi a menor de todas, seguida da Rayleigh e, por último, da Nakagami- m com $m = 3,0$ apresentando a maior BER. Entretanto, a partir de $\bar{\gamma}_R \approx 11\text{ dB}$ as curvas se invertem e, para um mesmo valor de $\bar{\gamma}_R$, a distribuição de Nakagami- m com $m = 3,0$ passa a apresentar a menor BER, seguida da Rayleigh e, por último, da Nakagami- m com $m = 0,5$ apresentando a maior BER.

Comparando os resultados para Nakagami- m e Rayleigh, podemos concluir que, se desejamos elaborar um projeto de mais baixo custo, é mais interessante considerarmos a distribuição de Nakagami- m com um m baixo, já que ela começa a apresentar valores de BER mais baixos para valores de $\bar{\gamma}_R$ mais baixos. Além disso, conforme vimos na Figura 5.8, as distribuições de Nakagami- m com $m < 1$ apresentam valores de capacidade superiores aos de Rayleigh para um alto número de usuários, tornando-as mais vantajosas do ponto de vista econômico.

5.4 Distribuição Weibull

Novamente pudemos perceber que para um número de usuários baixo (menor do que quatro), quanto maior o valor do parâmetro de desvanecimento, maior o valor da capacidade. Já para um número de usuários igual ou superior a quatro, quanto maior o valor de α_w , menor o valor da capacidade. Quando o parâmetro é menor do que 2, a capacidade para o desvanecimento de Weibull supera a capacidade para o desvanecimento de Rayleigh, considerando-se 3 ou mais usuários no sistema. Por meio das Figuras 5.15 e 5.16 constatamos que, conforme aumentamos o parâmetro de desvanecimento, as curvas para os esquemas CPVR e VPVR vão se tornando mais sobrepostas.

Assim como para as distribuição de Rice e Nakagami- m , pode-se notar que a quantidade de ganho de diversidade depende substancialmente do valor do parâmetro de desvanecimento. O

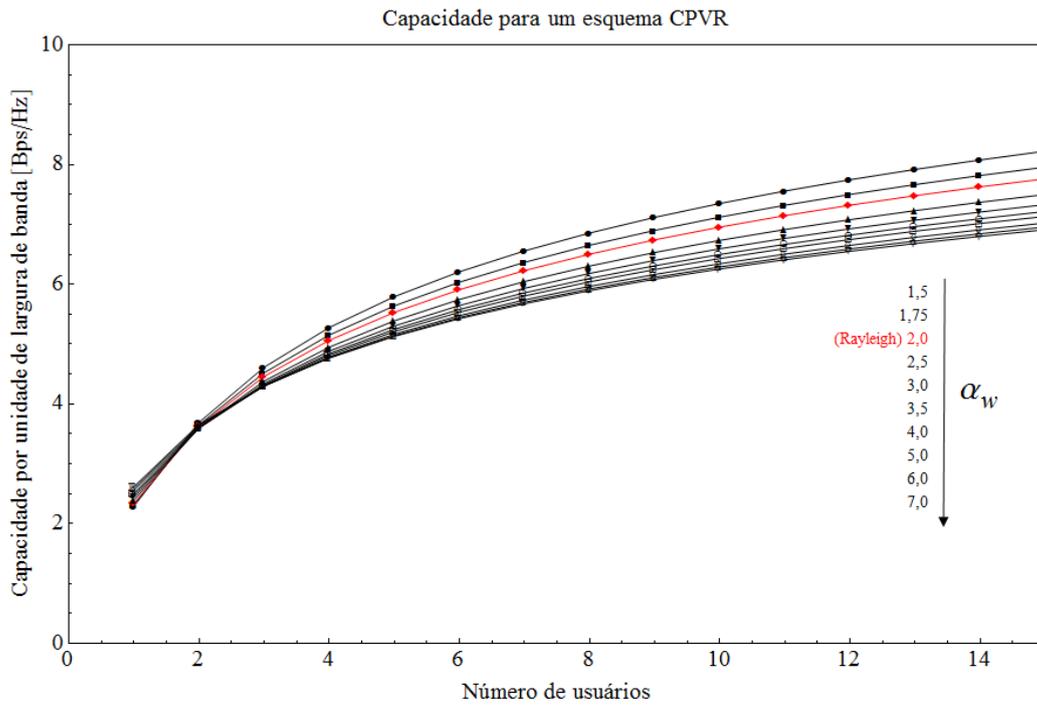


Figura 5.13: Capacidade considerando desvanecimento de Weibull para vários parâmetros α_w .

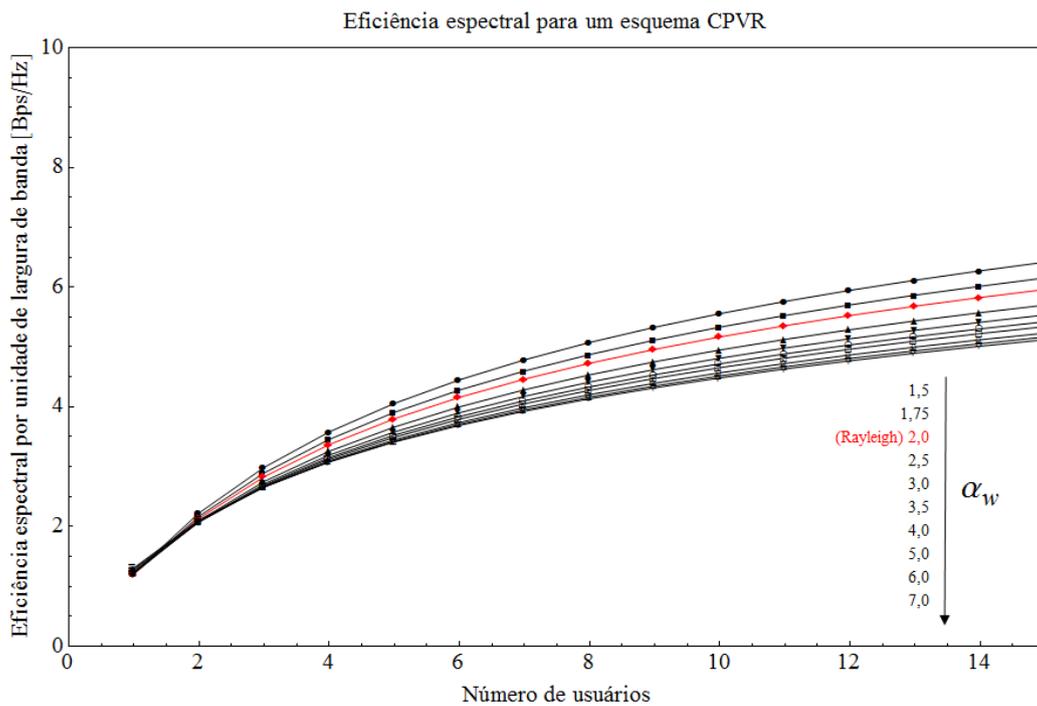


Figura 5.14: Eficiência espectral considerando desvanecimento de Weibull para vários parâmetros α_w .

desvanecimento de Weibull modela ambientes NLOS. O parâmetro α_w indica, entre outras coisas, a não-linearidade do meio. Para valores de α_w maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que o sinal é mais determinístico. Entretanto, para valores de α_w mais baixos, o sinal

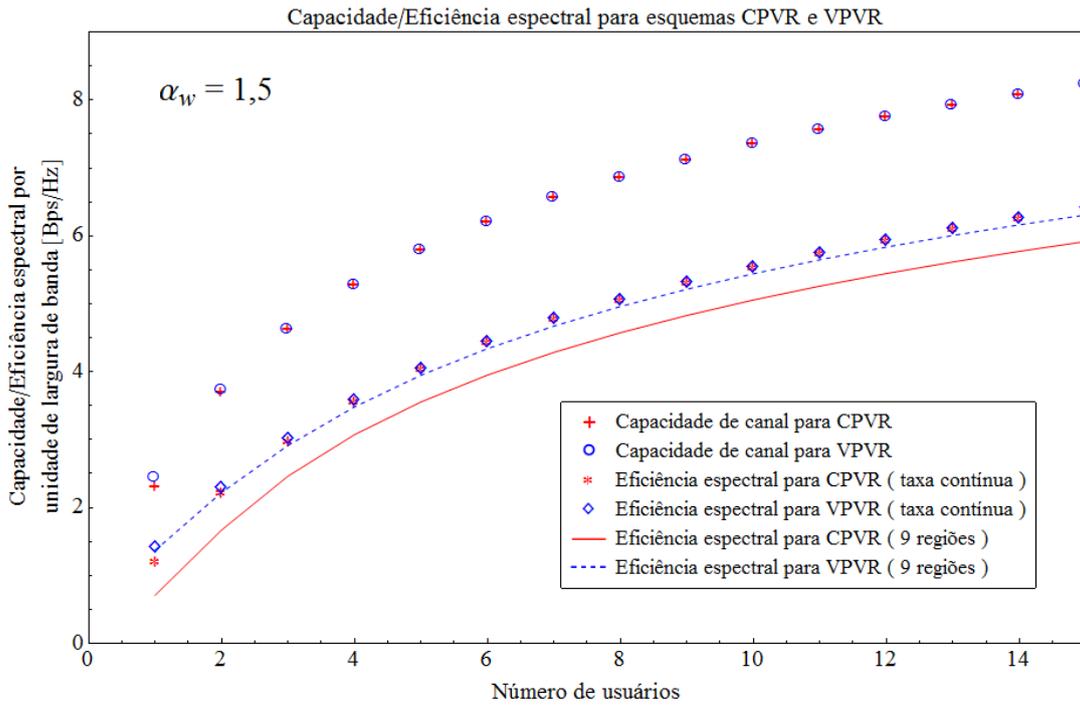


Figura 5.15: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Weibull com $\alpha_w = 1,5$.

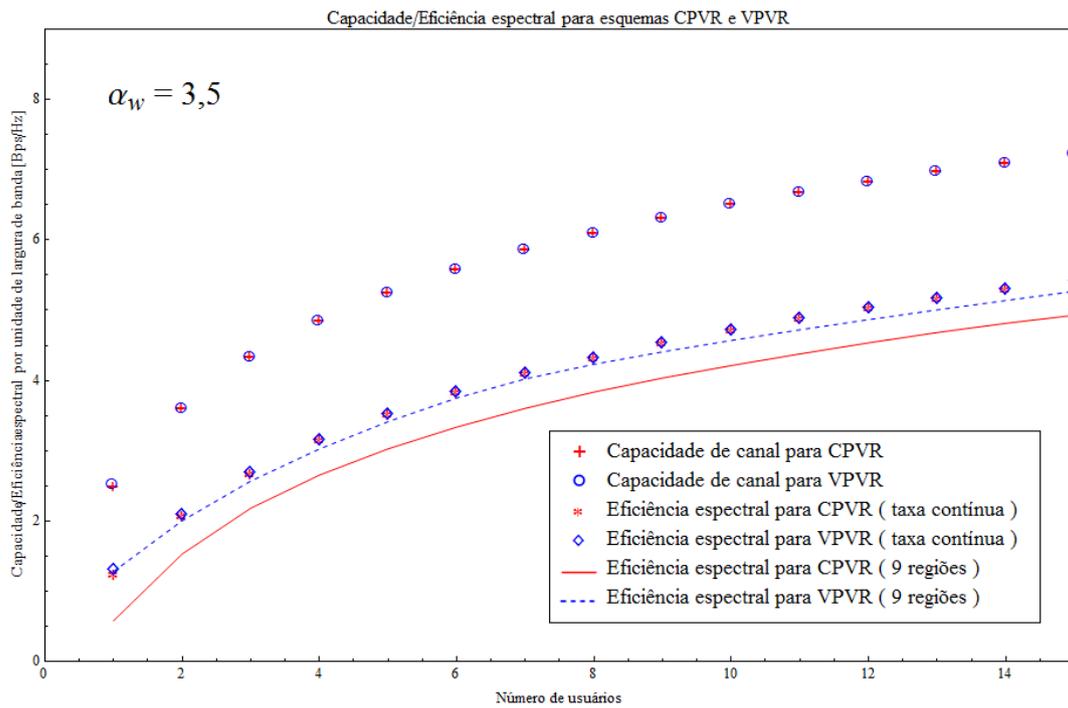


Figura 5.16: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento de Weibull com $\alpha_w = 3,5$.

é mais aleatório, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo em maiores ganhos.

A Figura 5.17 mostra a taxa de erro de bits (BER) para a distribuição de Rayleigh e para a

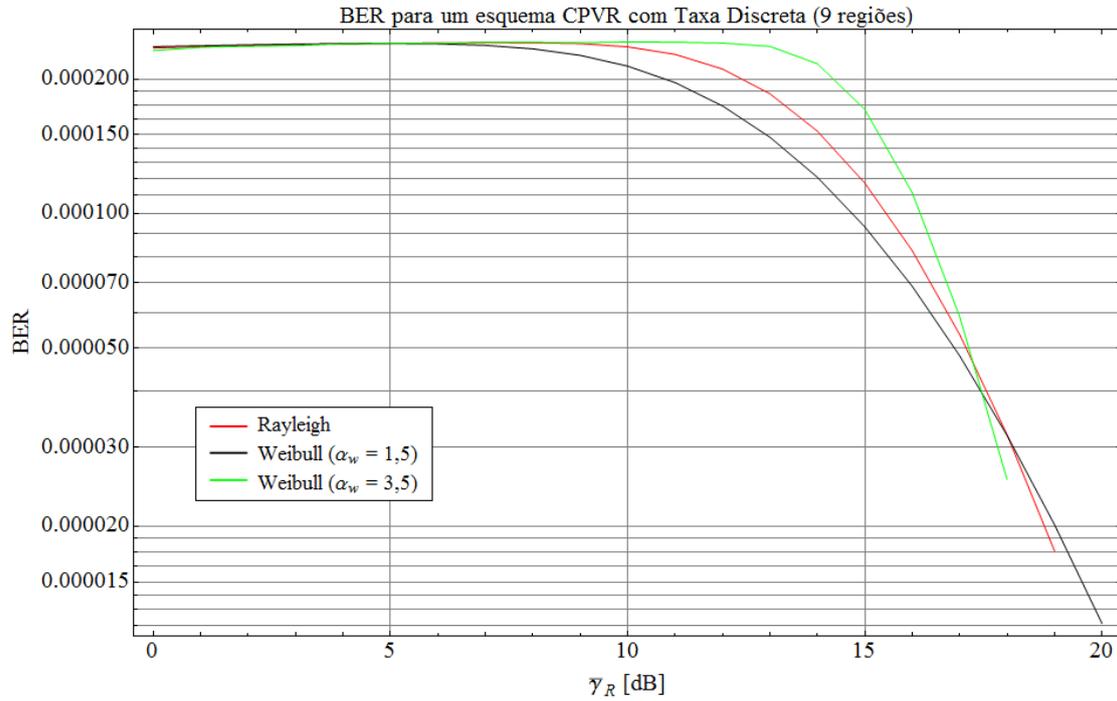


Figura 5.17: BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos de Weibull ($N=5$).

distribuição de Weibull considerando um parâmetro de desvanecimento severo e um suave. Foi considerado um esquema CPVR com taxa discreta e 9 regiões de decisão. Até um valor de $\bar{\gamma}_R$ em torno de 7 dB , a BER é praticamente a mesma para todas as distribuições consideradas. No intervalo de $\bar{\gamma}_R \approx 10\text{ dB}$ a $\bar{\gamma}_R \approx 12\text{ dB}$ a BER para a distribuição de Weibull com $\alpha_w = 1,5$ foi a menor de todas, seguida da Rayleigh e, por último, da Weibull com $\alpha_w = 3,5$ apresentando a maior BER. Entretanto, a partir de $\bar{\gamma}_R \approx 12\text{ dB}$ as curvas se invertem e, para um mesmo valor de $\bar{\gamma}_R$, a distribuição de Weibull com $\alpha_w = 3,5$ passa a apresentar a menor BER, seguida da Rayleigh e, por último, da Weibull com $\alpha_w = 1,5$ apresentando a maior BER.

Comparando os resultados para Weibull e Rayleigh, podemos concluir que, se desejamos elaborar um projeto de mais baixo custo, é mais interessante considerarmos a distribuição de Weibull com um α_w baixo, já que ela começa a apresentar valores de BER mais baixos para valores de $\bar{\gamma}_R$ mais baixos. Além disso, conforme vimos na Figura 5.13, as distribuições de Weibull com $\alpha_w < 2$ apresentam valores de capacidade superiores aos de Rayleigh para um alto número de usuários, tornando-as mais vantajosas do ponto de vista econômico.

5.5 Distribuição α - μ

As Figuras 5.18 e 5.19 mostram, conforme esperávamos, que quanto maior o número de usuários, maior a capacidade da rede. Para um alto número de usuários podemos notar que os ganhos de diversidade são maiores quando consideramos parâmetros de desvanecimento menores. Além disso, se o número de usuários for alto e o parâmetro α for 1,20, então para todos os valores de

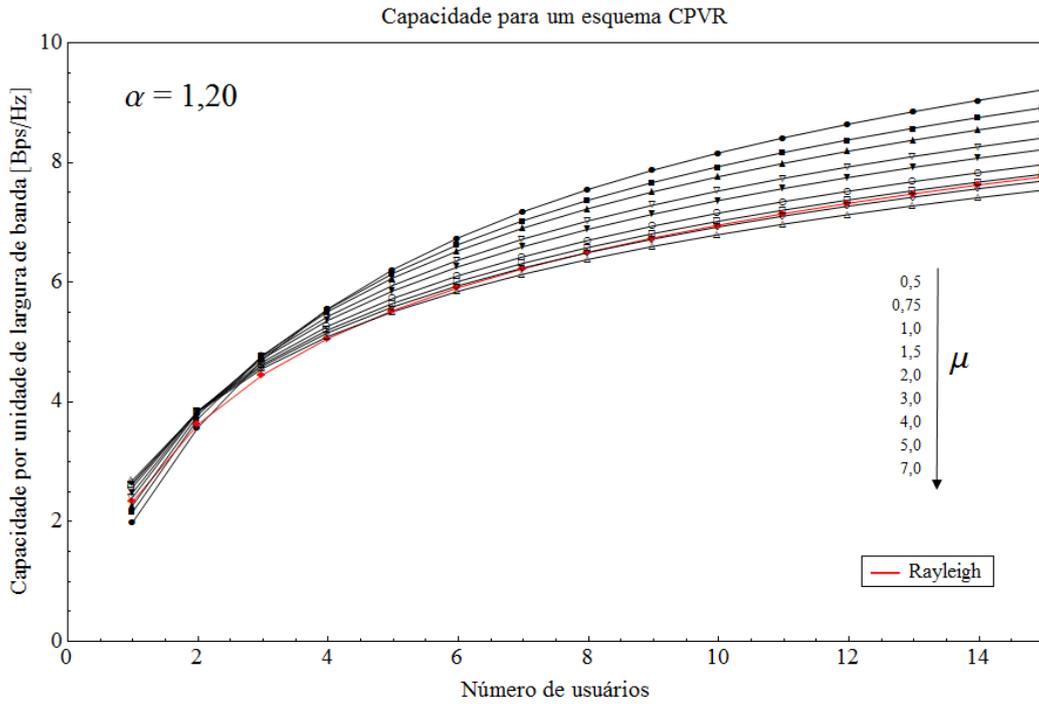


Figura 5.18: Capacidade de canal considerando desvanecimento α - μ , com α fixo e vários valores de μ .

μ menores ou iguais a 4 os valores de capacidade serão superiores a aqueles apresentados pela curva considerando desvanecimento de Rayleigh. Se o número de usuários for alto e o parâmetro μ for 2,0, então para todos os valores de α menores ou iguais a 1,5 os valores de capacidade serão superiores a aqueles apresentados pela curva considerando desvanecimento de Rayleigh.

Os gráficos das Figuras 5.22 e 5.23 foram plotadas com um α fixo e dois diferentes valores de μ , um que representa um meio severo e outro que representa um meio pouco atenuante. Para um número baixo de usuários e um meio severo ($\mu = 0,50$) os valores de capacidade e eficiência espectral são bem divergentes, quando comparamos os resultados para os esquemas CPVR e VPVR. Entretanto, quando consideramos um meio pouco atenuante ($\mu = 7,0$) as curvas de capacidade e eficiência espectral para os esquemas CPVR e VPVR tornam-se praticamente equivalentes.

Assim como para as distribuições anteriormente analisadas, pudemos notar que a quantidade de ganho de diversidade depende substancialmente do valor do parâmetro de desvanecimento. O desvanecimento α - μ modela ambientes NLOS não-homogêneos. O parâmetro α indica a não-linearidade do meio, enquanto o parâmetro μ indica a quantidade de *clusters* de multipercursos. Para valores de α maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que o sinal é mais determinístico. Entretanto, para valores de α mais baixos, o sinal é mais aleatório, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo em maiores ganhos. Para valores de μ maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que haveria mais *clusters* de multipercursos e as ondas, conseqüentemente, estariam mais concentradas, representando um ambiente mais determinístico. Entretanto, para valores de μ mais baixos, o sinal é mais aleatório, composto por poucos *clusters* de multipercursos e por muitas ondas espalhadas, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo

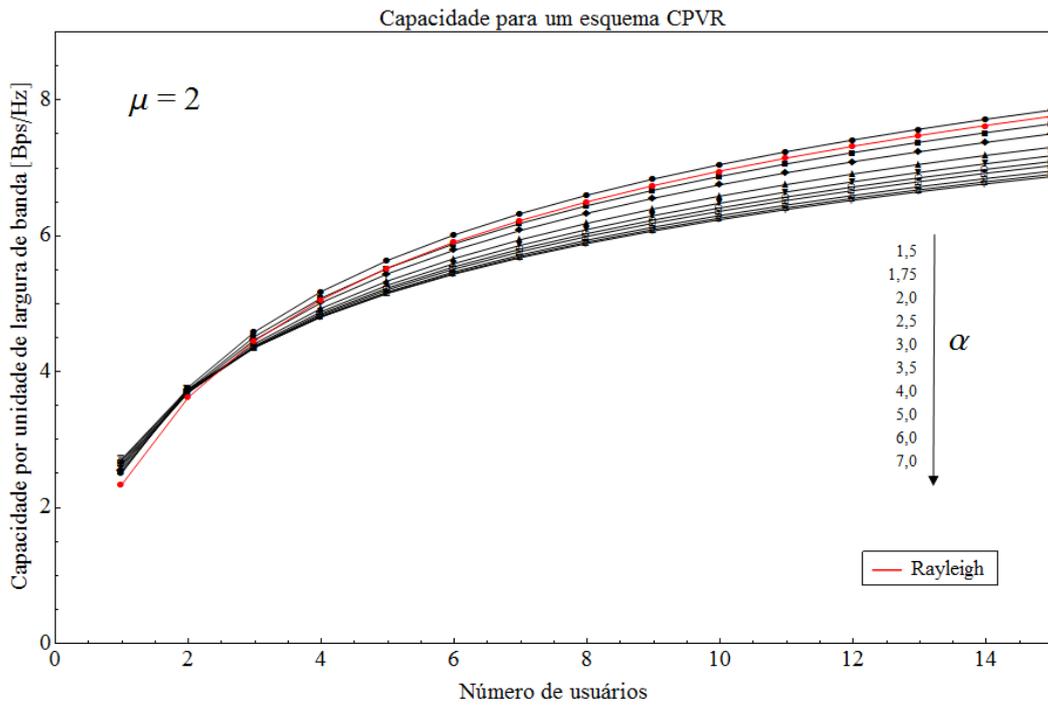


Figura 5.19: Capacidade de canal considerando desvanecimento α - μ , com μ fixo e vários valores de α .

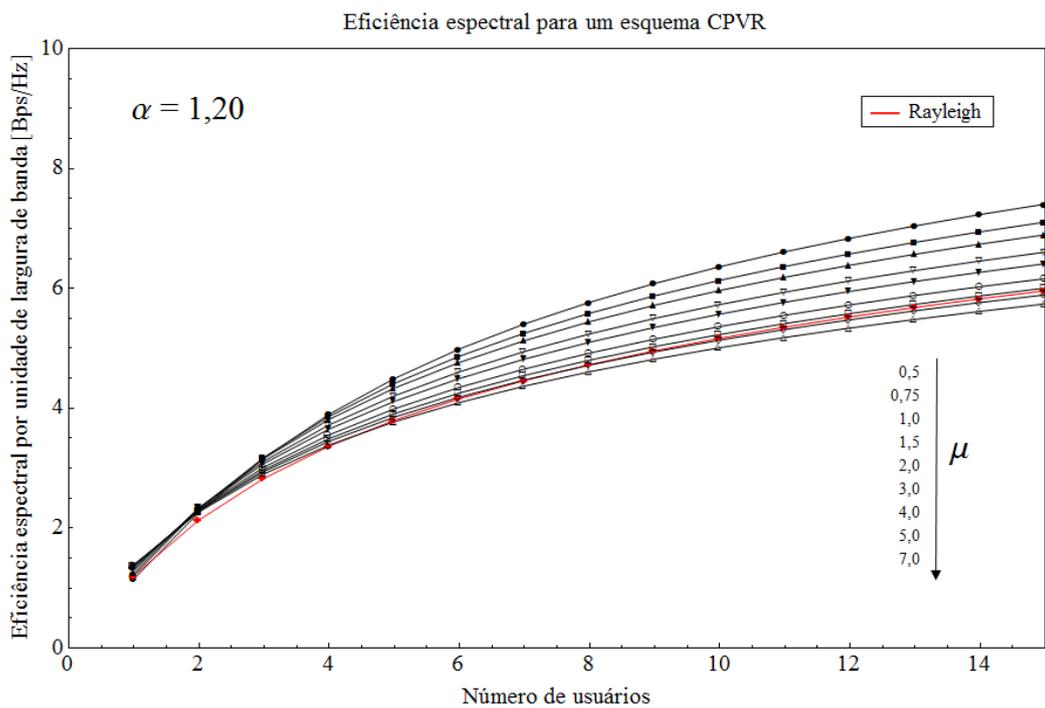


Figura 5.20: Eficiência espectral considerando desvanecimento α - μ , com α fixo e vários valores de μ .

em maiores ganhos.

A Figura 5.24 mostra a taxa de erro de bits (BER) para a distribuição de Rayleigh e para a

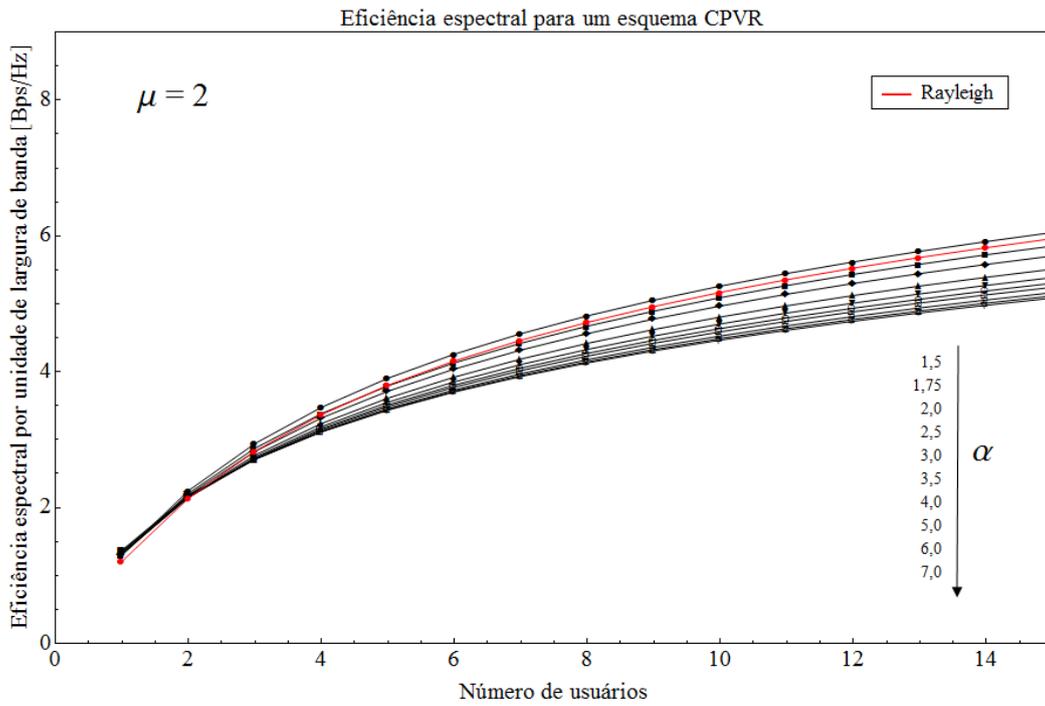


Figura 5.21: Eficiência espectral considerando desvanecimento α - μ , com μ fixo e vários valores de α .

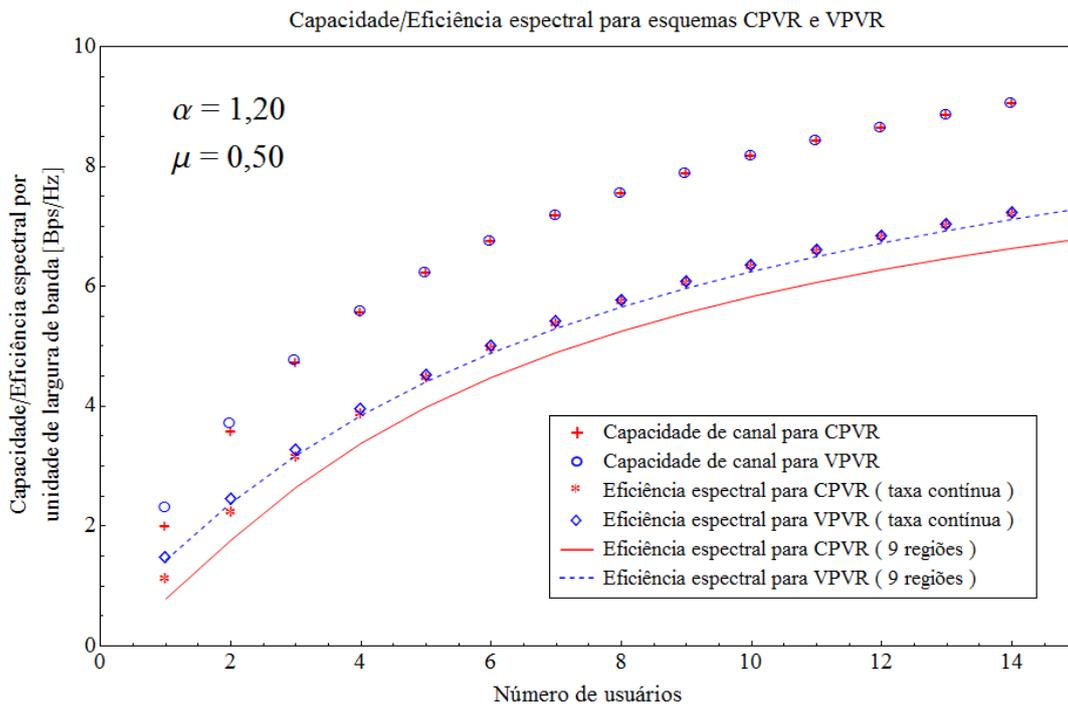


Figura 5.22: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento α - μ com $\alpha = 1,20$ e $\mu = 0,50$.

distribuição $\alpha - \mu$ considerando o parâmetro de desvanecimento α fixo e escolhendo dois valores de μ referentes a um meio severo e outro pouco atenuante. Foi considerado um esquema CPVR com

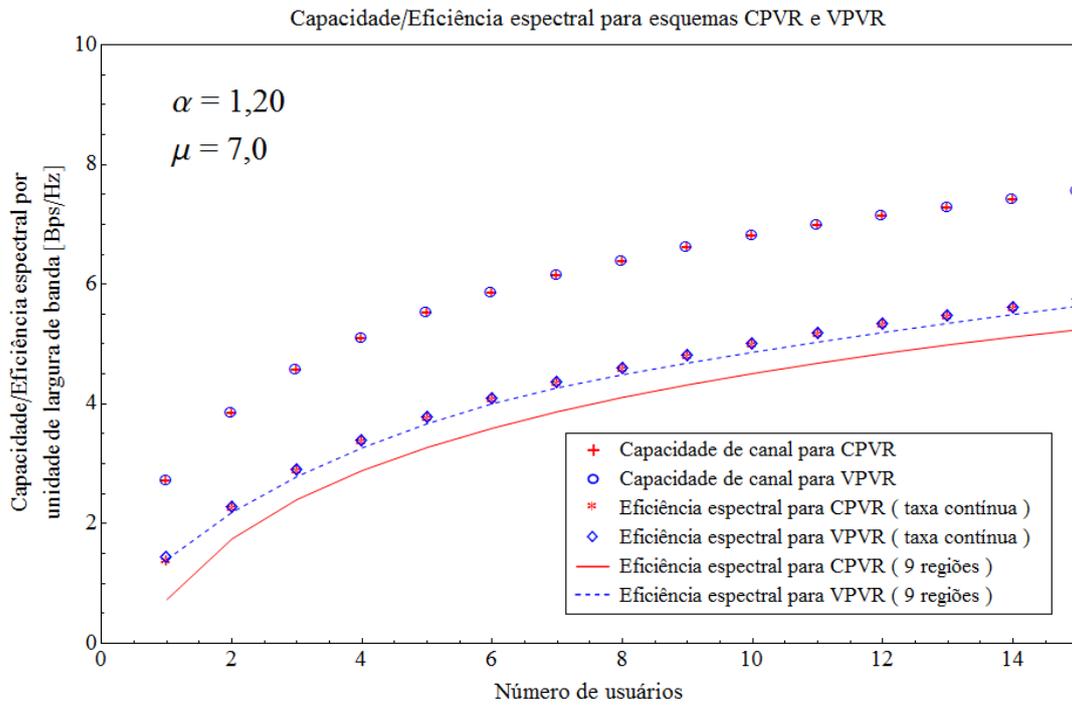


Figura 5.23: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento α - μ com $\alpha = 1,20$ e $\mu = 7,0$.

taxa discreta e 9 regiões de decisão. Até um valor de $\bar{\gamma}_R$ em torno de 9 dB , a BER é praticamente a mesma para as distribuições de Rayleigh e para a α - μ com $\mu = 7,0$. Já a curva da BER para a distribuição α - μ com $\mu = 0,5$ começa sobreposta com as demais curvas, mas a partir de $\bar{\gamma}_R \approx 1 \text{ dB}$ ela já começa a apresentar valores de BER menores do que as outras curvas. Até $\bar{\gamma}_R \approx 15 \text{ dB}$ os valores de BER foram menores para a distribuição α - μ com $\mu = 0,5$, seguida da Rayleigh e, por último, da α - μ com $\mu = 7,0$ apresentando a maior BER. Entretanto, a partir de $\bar{\gamma}_R \approx 18 \text{ dB}$ as curvas se invertem totalmente e, para um mesmo valor de $\bar{\gamma}_R$, a distribuição α - μ com $\mu = 7,0$ passa a apresentar a menor BER, seguida da Rayleigh e, por último, da α - μ com $\mu = 0,5$ apresentando a maior BER.

Comparando os resultados para α - μ e Rayleigh, podemos concluir que, se desejamos elaborar um projeto de mais baixo custo, é mais interessante considerarmos a distribuição de α - μ com ambos os parâmetros baixos, já que a curva para α - μ com $\mu = 0,5$ começa a apresentar valores de BER mais baixos para valores de $\bar{\gamma}_R$ mais baixos. Além disso, conforme vimos nas Figuras 5.18 e 5.19, as distribuições α - μ com parâmetros de desvanecimento bem baixos apresentam valores de capacidade superiores aos de Rayleigh para um alto número de usuários, tornando-as mais vantajosas do ponto de vista econômico.

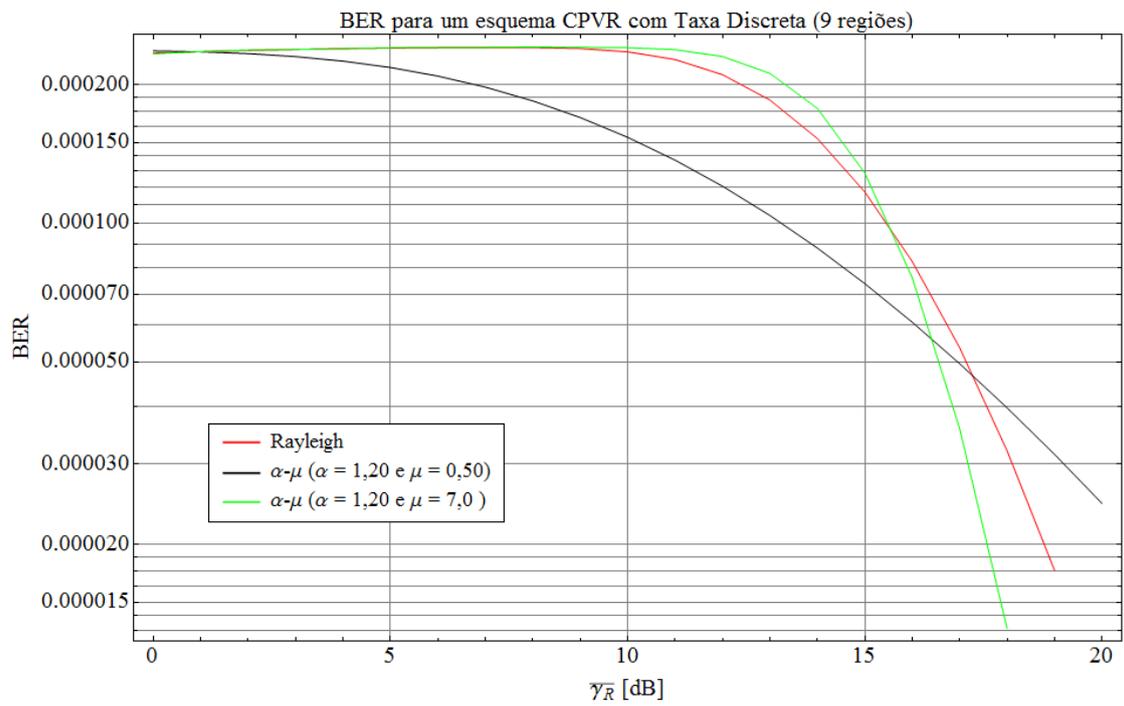


Figura 5.24: BER para diferentes valores de $\tilde{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos α - μ , com α fixo ($N=5$).

5.6 Distribuição κ - μ

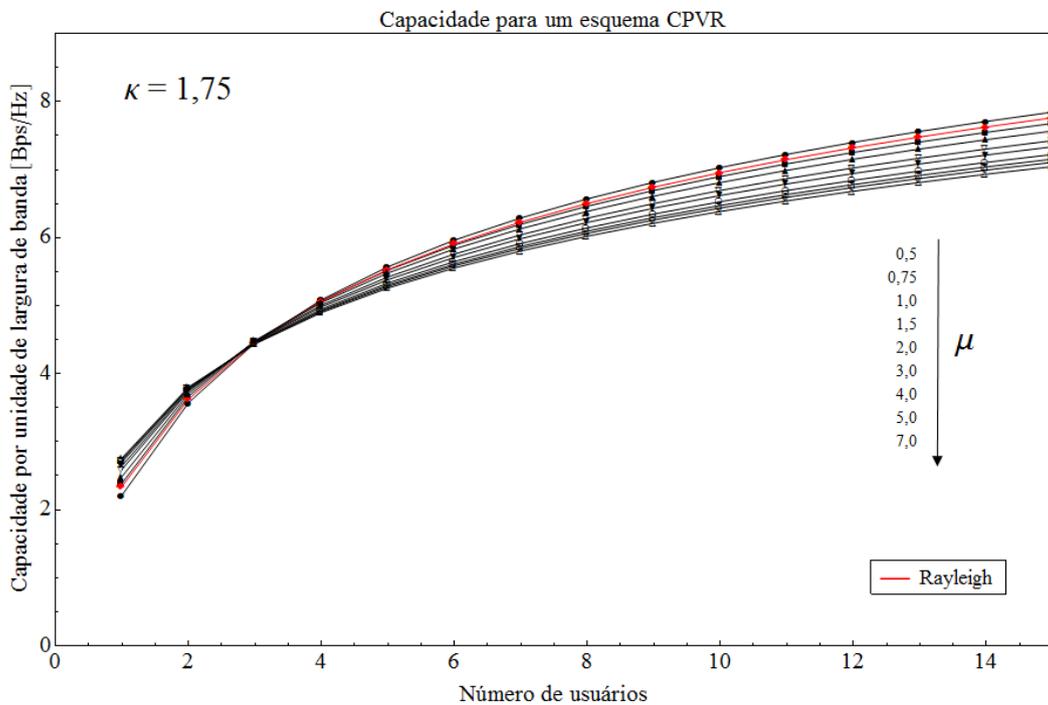


Figura 5.25: Capacidade de canal considerando desvanecimento κ - μ , com κ fixo e vários valores de μ .

As Figuras 5.25 e 5.26 mostram, conforme esperávamos, que quanto maior o número de usuários, maior a capacidade da rede. Para um alto número de usuários podemos notar que os ganhos de diversidade são maiores quando consideramos parâmetros de desvanecimento menores. Além disso, se o número de usuários for alto e o parâmetro μ for 0,5, então, para todos os valores de κ menores ou iguais a 1,5, os valores de capacidade serão superiores a aqueles apresentados pela curva considerando desvanecimento de Rayleigh. Se o número de usuários for alto e o parâmetro κ for 1,75, então para todos os valores de μ menores ou iguais a 0,5 os valores de capacidade serão superiores a aqueles apresentados pela curva considerando desvanecimento de Rayleigh.

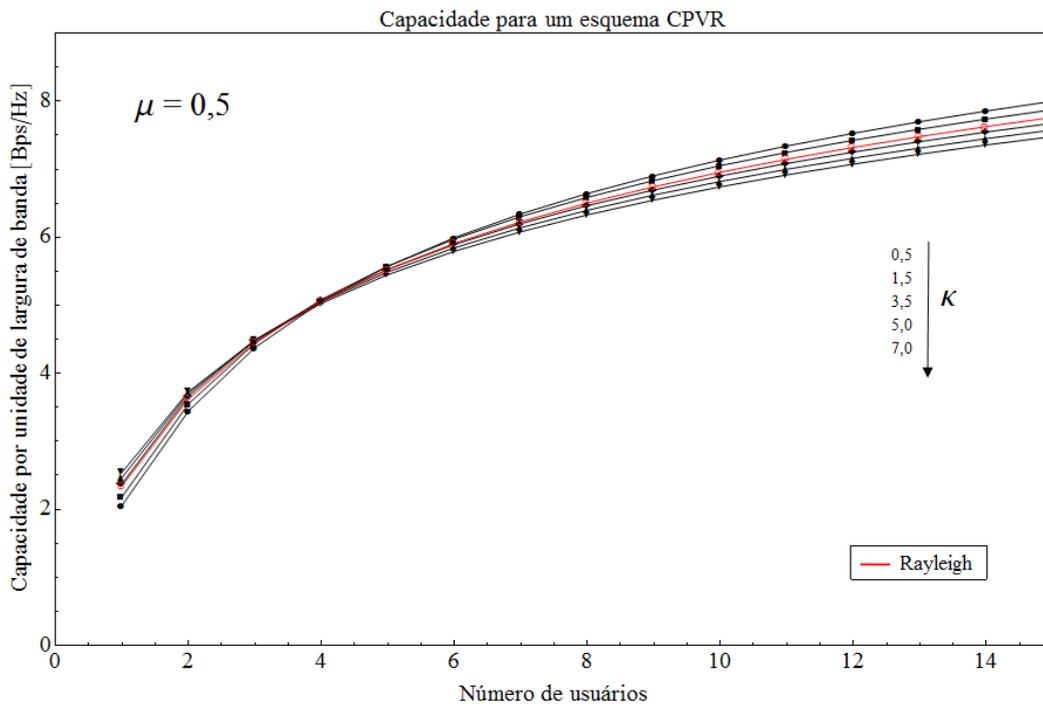


Figura 5.26: Capacidade de canal considerando desvanecimento κ - μ , com μ fixo e vários valores de κ .

Os gráficos das Figuras 5.29 e 5.30 foram plotadas com um μ fixo e dois diferentes valores de κ , um que representa um meio severo e outro que representa um meio pouco atenuante. Para um número baixo de usuários e um meio severo ($\kappa = 1,5$) os valores de capacidade e eficiência espectral são bem divergentes, quando comparamos os resultados para os esquemas CPVR e VPVR. Entretanto, quando consideramos um meio pouco atenuante ($\kappa = 3,5$) as curvas de capacidade e eficiência espectral para os esquemas CPVR e VPVR tornam-se praticamente equivalentes.

Assim como para as distribuições anteriormente analisadas, pudemos notar que a quantidade de ganho de diversidade depende substancialmente do valor do parâmetro de desvanecimento. O desvanecimento κ - μ modela ambientes LOS não-homogêneos. O parâmetro κ é a razão entre a potência total das componentes dominantes (LOS) e a potência total das componentes espalhadas e o parâmetro μ indica a quantidade de *clusters* de multipercursos. Para valores de κ maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que o sinal é relativamente mais determinístico, sendo predominantemente composto por sinais LOS e pouco se poderia aproveitar das componentes espalhadas. Entretanto, para valores de κ mais baixos, o sinal é mais aleatório, composto por

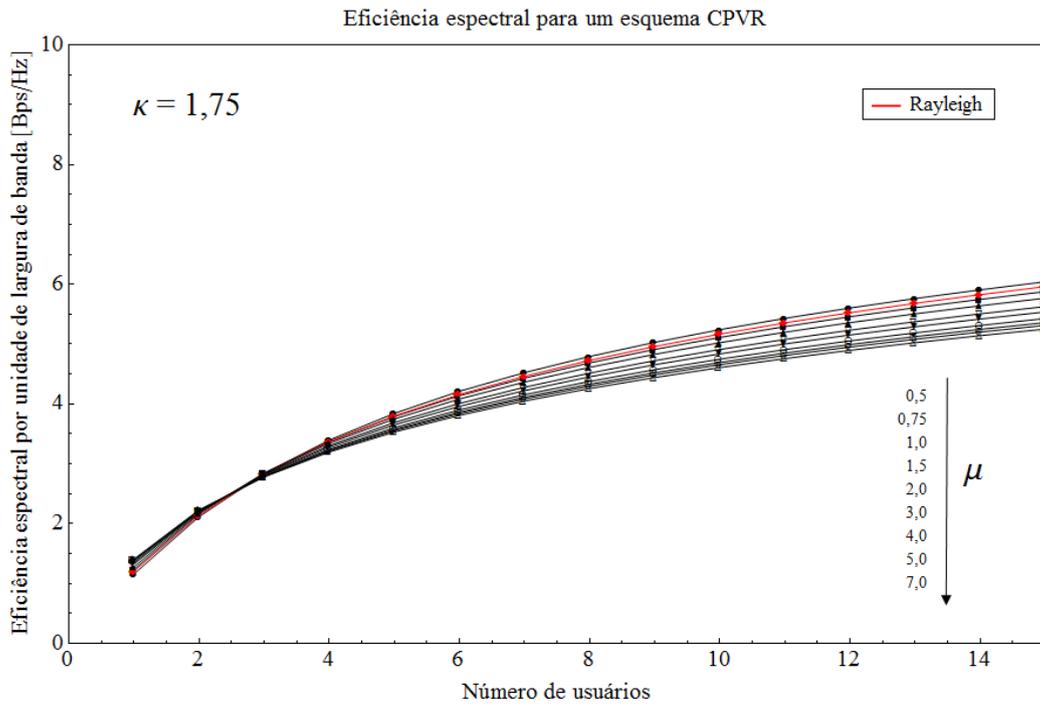


Figura 5.27: Eficiência espectral considerando desvanecimento κ - μ , com κ fixo e vários valores de μ .

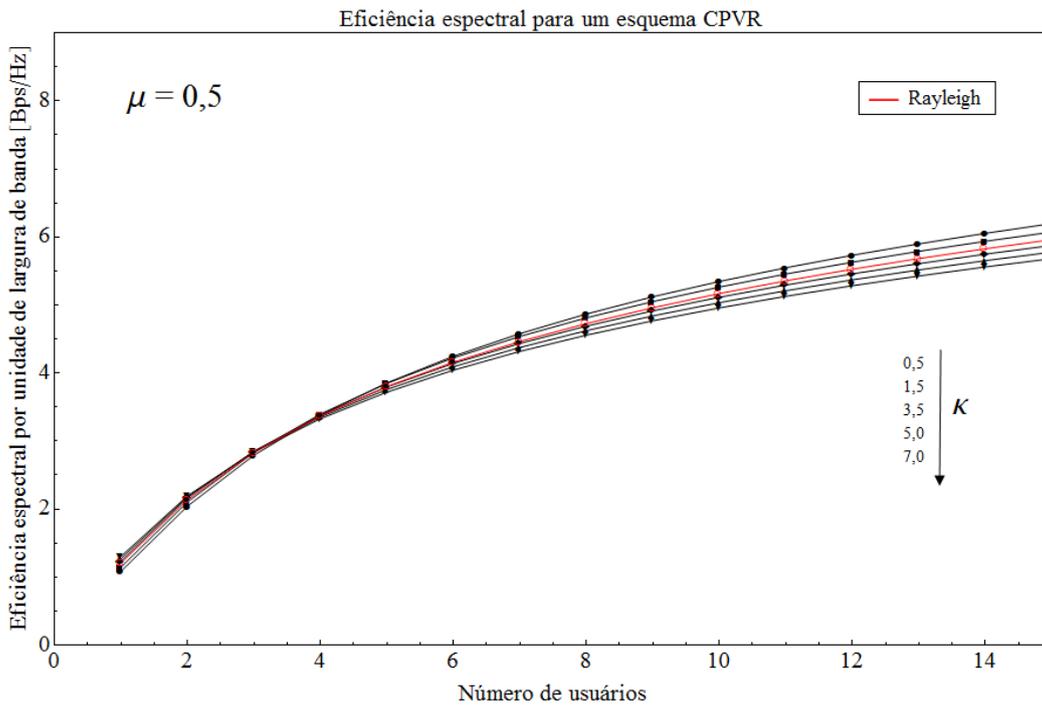


Figura 5.28: Eficiência espectral considerando desvanecimento κ - μ , com μ fixo e vários valores de κ .

muitas componentes espalhadas, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo em maiores ganhos. Para valores de μ maiores, os ganhos de diversidade multiusuário são menores, já que

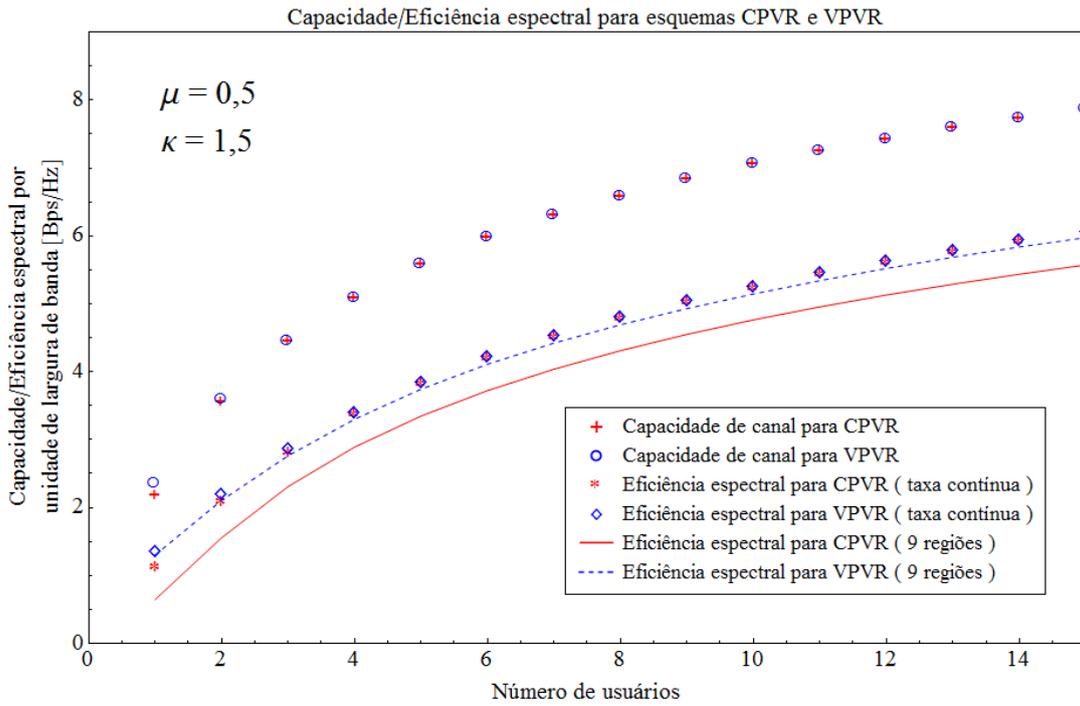


Figura 5.29: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento κ - μ com $\mu = 0,50$ e $\kappa = 1,5$.

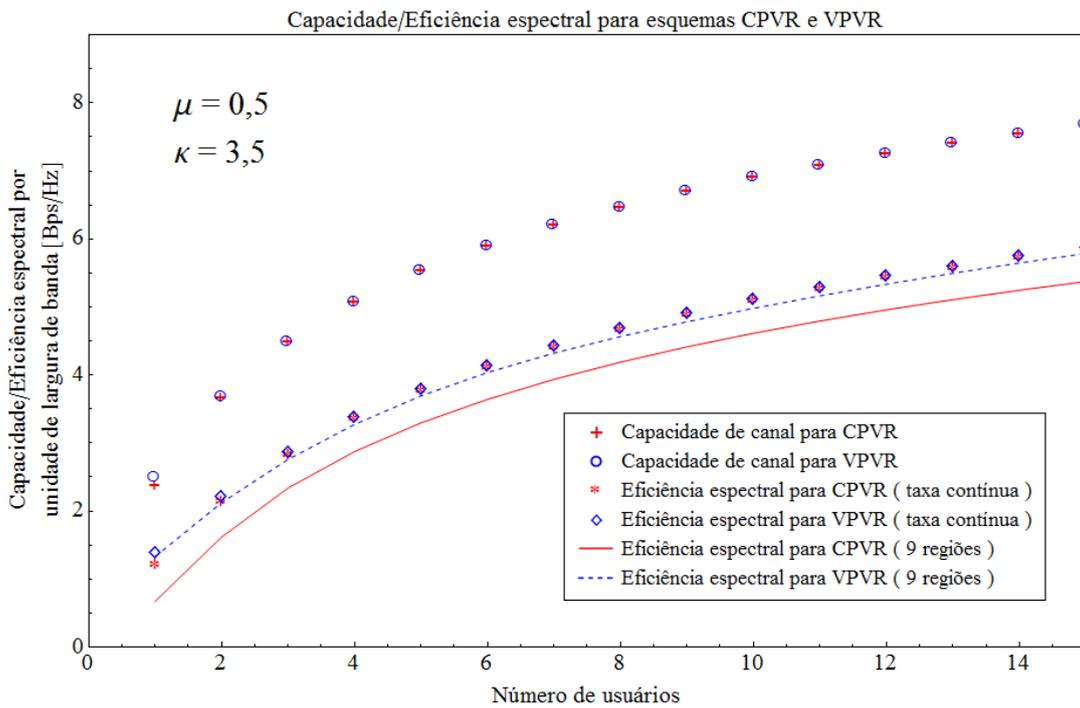


Figura 5.30: Capacidades de canal e eficiências espectrais considerando desvanecimento κ - μ com $\mu = 1,5$ e $\kappa = 3,5$.

haveria mais *clusters* de multipercursos e as ondas, conseqüentemente, estariam mais concentradas, representando um ambiente mais determinístico. Entretanto, para valores de μ mais baixos, o sinal

é mais aleatório, composto por poucos *clusters* de multipercursos e por muitas ondas espalhadas, o que favorece o esquema de diversidade, decorrendo em maiores ganhos.

A Figura 5.31 mostra a taxa de erro de bits (BER) para a distribuição de Rayleigh e para a distribuição $\kappa - \mu$ considerando o parâmetro de desvanecimento μ fixo e escolhendo dois valores de κ referentes a um meio severo e outro pouco atenuante. Foi considerado um esquema CPVR com taxa discreta e 9 regiões de decisão. Até um valor de $\bar{\gamma}_R$ em torno de 9 dB, a BER é praticamente a mesma para ambas as distribuições $\kappa - \mu$. Já a curva da BER para a distribuição Rayleigh permanece superior a ambas até $\bar{\gamma}_R$ em torno de 10 dB. A partir daí e até $\bar{\gamma}_R \approx 12$ dB a curva para $\kappa - \mu$ com $\kappa = 1,5$ apresenta a menor BER, seguida da Rayleigh e, por último, da $\kappa - \mu$ com $\kappa = 3,5$ apresentando a maior BER. Entretanto, a partir de $\bar{\gamma}_R \approx 12$ dB as curvas se invertem totalmente e, para um mesmo valor de $\bar{\gamma}_R$, a distribuição $\kappa - \mu$ com $\kappa = 3,5$ passa a apresentar a menor BER, seguida da Rayleigh e, por último, da $\kappa - \mu$ com $\kappa = 1,5$ apresentando a maior BER.

Comparando os resultados para $\kappa - \mu$ e Rayleigh, podemos concluir que, se desejamos elaborar um projeto de mais baixo custo, é mais interessante considerarmos a distribuição $\kappa - \mu$ com ambos os parâmetros baixos, já que a curva para $\kappa - \mu$ com $\kappa = 1,5$ começa a apresentar valores de BER mais baixos para valores de $\bar{\gamma}_R$ mais baixos. Além disso, conforme vimos nas Figuras 5.25 e 5.26, as distribuições $\kappa - \mu$ com parâmetros de desvanecimento bem baixos apresentam valores de capacidade superiores aos de Rayleigh para um alto número de usuários, tornando-as mais vantajosas do ponto de vista econômico.

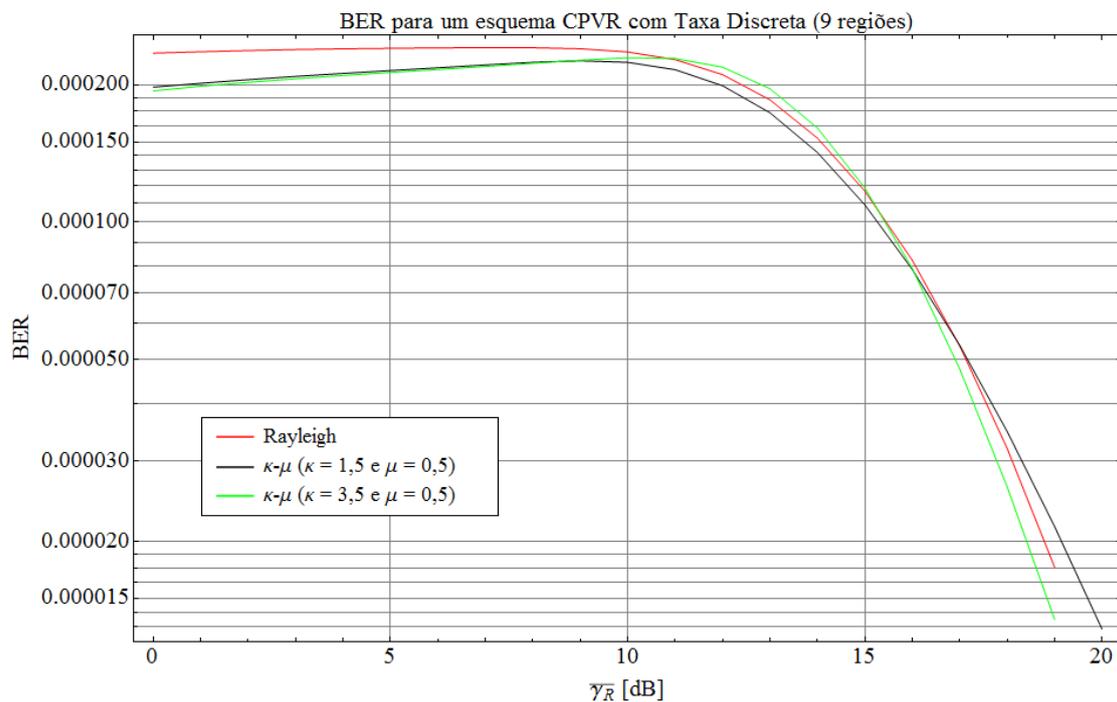


Figura 5.31: BER para diferentes valores de $\bar{\gamma}_R$ para o esquema CPVR com M-QAM não codificado considerando desvanecimentos $\kappa - \mu$, com μ fixo ($N=5$).

Capítulo 6

Conclusões

Neste projeto procuramos apresentar uma análise do desempenho de um sistema que utiliza diversidade multiusuário com modulação adaptativa em canais generalizados de desvanecimento, conforme se variam os parâmetros das distribuições de desvanecimento. Para isso, plotamos os gráficos referentes às capacidades de canal, eficiências espectrais e taxas de erro de bit para os esquemas CPVR e VPVR através de canais de desvanecimento independentes, mas não identicamente distribuídos (i.n.i.d). Em cada gráfico foram plotadas várias curvas considerando que apenas o melhor usuário é selecionado em cada *time slot*, variando-se os parâmetros das distribuições consideradas para se analisar como os aspectos estudados respondem às variações do parâmetros. Resultados numéricos mostraram que, selecionando o melhor usuário para transmitir, nós podemos aumentar o desempenho consideravelmente devido ao ganho de diversidade.

As distribuições Rayleigh, Nakagami- m e Weibull foram geradas com base na distribuição α - μ e a distribuição de Rice foi gerada com base na distribuição κ - μ . Por serem de simples adaptação, optamos por utilizar as distribuições generalizadas de desvanecimento α - μ e κ - μ para gerar as demais distribuições, visto que para se chegar a outra distribuição bastava apenas fazer uma adaptação dos parâmetros.

Vimos que, em geral, é mais vantajoso do ponto de vista econômico considerar parâmetros mais baixos para as distribuições. Em todos os casos, os parâmetros mais baixos levaram a melhores resultados. Conforme demonstramos, quanto menor o valor dos parâmetros, mais aleatório é o sinal e maior o ganho de diversidade, resultando em capacidades de canal e eficiências espectrais maiores. Quanto maior o valor dos parâmetros, mais determinístico é o sinal e menores são os ganhos de diversidade que podem ser atingidos. Além disso, para parâmetros mais baixos, a BER não necessita de uma alta SNR média para começar a diminuir o seu valor.

Os seguintes pontos são sugeridos para dar continuidade ao estudo desenvolvido aqui. São eles:

- Considerar esquemas de diversidade compostos (pequena e larga escalas), tais como MRC (*Maximal-Ratio Combining*), EGC (*Equal-Gain Combining*), etc.
- Empregar algum algoritmo de geração aleatória de SNRs médias.

- Considerar o esquema VPCR (*Variable-Power-Constant-Rate* - Potência variável, Taxa Constante).
- Assumir diferentes parâmetros de desvanecimento para usuários distintos.
- Encontrar as fórmulas fechadas para a capacidade de canal, eficiência espectral e taxa de erro de bit.
- Estabelecer um limite de potência instantânea.
- Aplicar o conceito de justiça (do Inglês *fairness*), que tenta medir o quanto a vazão está distribuída entre todos os usuários, de modo que ninguém tenha um mal desempenho. Tal conceito pode evitar, por exemplo, um caso extremo em que o melhor usuário selecionado seja sempre o mesmo, e que ninguém mais transmita.
- Considerar códigos corretores de erro reais em vez de ideais.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] RAPPAPORT, T. S. *Comunicações sem fio: princípios e práticas*. 2. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2009. ISBN 978-85-7605-198-5.
- [2] TELECO. *Celulares no mundo*. nov. 2012. Disponível em: <<http://www.teleco.com.br>>.
- [3] HAAS, E. *DLR German Aerospace Center*. out. 2012. Disponível em: <<http://www.kns.dlr.de>>.
- [4] GOLDSMITH, A. *Wireless Communications*. 1. ed. New York: Cambridge University Press, 2005. ISBN 978-0-521-83716-3.
- [5] LATHI, B. P. *Modern Digital and Analog Communication Systems*. 3. ed. New York: Oxford University Press, 1998. ISBN 0-19-511009-9.
- [6] SIMON, M.-S. A. M. K. *Digital Communication Over Fading Channels*. 2. ed. New Jersey: John Wiley & Sons, Inc., 2005. ISBN 0-471-64953-8.
- [7] NAKAGAMI, M. *The m-distribution - A general formula of intensity distribution of rapid fading*. Pergamon: Oxford, U.K., 1960. 3-36 p.
- [8] YACOUB, M. D. The $\alpha - \mu$ distribution: A physical fading model for the stacy distribution. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 56, n. 1, January 2007.
- [9] STACY, E. W. A generalization of the gamma distribution. *Ann. Math. Stat.*, v. 33, n. 3, p. 1187–1192, Sep. 1962.
- [10] NAKAGAMI, M.; NISHIO, M. Generalized forms of the basic distributions. *Ann. Cony. Record*, 1954.
- [11] YACOUB, M. D. The $\kappa - \mu$ distribution and the $\eta - \mu$ distribution. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, v. 49, n. 1, February 2007.
- [12] GOLDSMITH, P. P. V. A. J. Capacity of fading channels with channel side information. *IEEE Trans. Inf. Theory*, v. 43, n. 6, p. 1986–1992, Nov. 1997.
- [13] GOLDSMITH, S. G. C. A. J. Variable-rate variable-power mqam for fading channels. *IEEE Trans. Commun.*, v. 45, n. 10, p. 1218–1230, Oct. 1997.

- [14] ALOUINI, A. J. G. M.-S. Adaptive modulation over nakagami fading channels. *Wireless Pers. Commun.*, v. 13, n. 1/2, p. 119–143, Jan. 2000.
- [15] KNOPP, P. A. H. R. Information capacity and power control in single-cell multiuser communications. *in Proc. IEEE ICC*, p. 331–335, Jun. 1995.
- [16] GESBERT, M.-S. A. D. How much feedback is multi-user diversity really worth? *in Proc. IEEE ICC*, p. 234–238, Jun. 2004.
- [17] RAO, M.-S. A. A. Multiuser diversity with adaptive modulation in non-identically distributed nakagami fading environments. *IEEE Transactions On Vehicular Technology*, v. 61, n. 3, March 2012.
- [18] YANG M. KANG, M.-S. A. . L. On the capacity-fairness tradeoff in multiuser diversity systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, v. 56, n. 4, p. 1901–1907, Jul. 2007.
- [19] YACOUB, M. D. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. Boca Raton: CRC Press, Inc., 1993. ISBN 0-8493-8677-2.