

Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação  
Departamento de Comunicações

Edgar Eduardo Benítez Olivo

# Avaliação da Eficiência Espectral Média do Enlace Reverso de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Telecomunicações e Telemática.

Orientador

Prof. Dr. Celso de Almeida

Banca Examinadora

Prof. Dr. Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes (DEEE/ESPE)

Prof. Dr. Jaime Portugheis (FEEC/UNICAMP)

Campinas

2011

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

B437a Benítez Olivo, Edgar Eduardo  
Avaliação da eficiência espectral média do enlace reverso de redes celulares na presença de interferência de co-canal / Edgar Eduardo Benítez Olivo. – Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: Celso de Almeida.  
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sistema de comunicação móvel. 2. Rádio - Transmissores e transmissão - Desvanecimento. 3. Rádio - Interferência. 4. Modulação digital. 5. Probabilidade. I. Almeida, Celso de. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título

Título em Inglês: Evaluation of the mean spectral efficiency for the uplink of cellular networks in the presence of co-channel interference

Palavras-chave em Inglês: Mobile communication systems, Radio - Transmitters and transmission - Fading, Radio - Interference, Digital modulations, Probability

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes, Jaime Portugheis

Data da defesa: 22-11-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

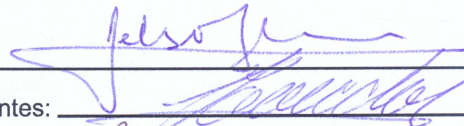
## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidato:** Edgar Eduardo Benítez Olivo

**Data da Defesa:** 22 de novembro de 2011

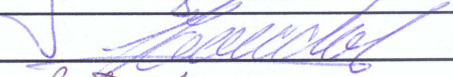
**Título da Tese:** "Avaliação da Eficiência Espectral Média do Enlace Reverso de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal"

Prof. Dr. Celso de Almeida (Presidente):



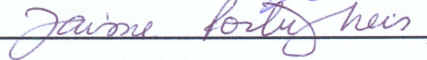
---

Prof. Dr. Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes:



---

Prof. Dr. Jaime Portugheis:



---

# Resumo

A análise da eficiência espectral de uma rede celular é fundamental para se otimizar o aproveitamento da banda com cobertura na célula. Neste trabalho, o desempenho do enlace reverso de redes celulares é obtido em termos de sua eficiência espectral média. O cenário estudado considera um canal com perda de propagação exponencial, desvanecimento plano e lento Rayleigh e interferência de co-canal (ICC). A modelagem matemática do sistema leva em consideração vários parâmetros de planejamento, incluindo o fator de reuso de frequência, arranjo de antenas na estação rádio base (ERB), esquema de combinação por diversidade do tipo MRC (*maximal ratio combining*), modulação adaptativa e controle de potência. Neste contexto, uma expressão analítica da probabilidade de erro de bit (PEB) para o esquema de modulação  $M$ -QAM (*multilevel quadrature amplitude modulation*) é obtida em função da relação sinal-ruído por bit ( $E_b/N_0$ ) e da relação sinal-interferência (SIR, do inglês *signal-to-interference power ratio*), considerando a presença de um interferente dominante. Esta expressão constitui uma ferramenta importante para a avaliação correta do desempenho de sistemas digitais celulares. Os resultados mostram que utilizar um fator de reuso de 1, conjuntamente com controle de potência, em geral, é a maneira mais eficiente de se usar o espectro, garantindo cobertura total na célula.

**Palavras-chave:** Eficiência Espectral, Redes Celulares, Fator de Reuso de Frequência, Interferência de Co-Canal, Desvanecimento Rayleigh, Arranjo de Antenas, MRC, Modulação Adaptativa, Controle de Potência, Probabilidade de Erro de Bit.

# Abstract

The analysis of the spectral efficiency of a cellular network is essential to optimize the bandwidth usage with coverage, which is one of the major limitations on network planning. In this work, the performance of the uplink of cellular networks in terms of the mean spectral efficiency is obtained. The studied scenario considers a channel with exponential path-loss, slowly-varying flat Rayleigh fading and co-channel interference (CCI). The mathematical modeling of the system takes in consideration many parameters, including frequency reuse factor, antenna array at the base station, maximal ratio combining (MRC) diversity scheme, adaptive modulation and power control. In this context, an analytical expression of the bit error probability for the  $M$ -QAM (multilevel quadrature amplitude modulation) scheme as a function of the signal-to-noise ratio per bit ( $E_b/N_0$ ) and the signal-to-interference power ratio (SIR) is obtained, by considering the presence of a single dominant interferer. This expression is an important tool for the correct evaluation of the performance of digital cellular systems. The results show that using a frequency reuse of 1, jointly with power control, in general, is the most efficient way to use the spectrum, by ensuring full coverage in the cell.

**Keywords:** Spectral Efficiency, Cellular Networks, Frequency Reuse Factor, Co-Channel Interference, Rayleigh Fading, Antenna Array, MRC, Adaptive Modulation, Power Control, Bit Error Probability.

# Agradecimentos

Ao Prof. Celso de Almeida, pela oportunidade e confiança, pela dedicada orientação e pelas pacientes e criteriosas sugestões efetuadas durante o desenvolvimento deste trabalho.

À minha família, em especial aos meus pais, pelo apoio incondicional com o qual sempre contei em todas as etapas da minha vida.

Aos meus amigos e colegas da FEEC, pelo apoio, companhia e por tudo o que me brindaram durante este período no Brasil. Um agradecimento especial à Aliciane, Diana e Gina.

Aos Prof. Gonzalo Olmedo e Jaime Portugheis, por participarem da banca examinadora.

À CAPES, pelo apoio financeiro.

*Aos meus pais, Mary e Juan*

# Sumário

<b>Lista de Figuras</b>	<b>ix</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xi</b>
<b>Glossário</b>	<b>xii</b>
<b>Lista de Símbolos</b>	<b>xiii</b>
<b>Trabalhos Publicados Pelo Autor</b>	<b>xv</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Objetivo . . . . .	2
1.2 Estrutura do Trabalho . . . . .	3
<b>2 Conceitos Básicos</b>	<b>4</b>
2.1 Redes Celulares . . . . .	4
2.1.1 Reuso de Frequência . . . . .	4
2.1.2 Interferência de Co-Canal . . . . .	5
2.1.3 Controle de Potência . . . . .	5
2.1.4 Eficiência Espectral . . . . .	6
2.2 Modelo de Propagação . . . . .	6
2.2.1 Perda de Percurso . . . . .	7
2.2.2 Desvanecimento . . . . .	7
2.2.3 Tipos de Desvanecimento . . . . .	8
2.3 Diversidade . . . . .	9
2.3.1 Diversidade Espacial . . . . .	10
2.3.2 Diversidade Temporal . . . . .	10
2.3.3 Diversidade em Frequência . . . . .	10
2.4 Métodos de Combinação . . . . .	10
2.4.1 Combinação Seletiva Pura . . . . .	10
2.4.2 Combinação Seletiva por Limiar . . . . .	11
2.4.3 Combinação “ <i>Equal Gain</i> ” . . . . .	11
2.4.4 Combinação “ <i>Maximal Ratio</i> ” . . . . .	12
2.5 Modulação Adaptativa . . . . .	13

---

<b>3</b>	<b>Probabilidade de Erro de Bit para a Modulação <math>M</math>-QAM na Presença de Interferência de Co-canal em Canais Rayleigh usando Diversidade de Antenas</b>	<b>15</b>
3.1	Introdução . . . . .	15
3.2	Descrição do Sistema . . . . .	16
3.3	Probabilidade de Erro de Bit . . . . .	18
3.3.1	Interferência de Co-Canal . . . . .	19
3.3.2	Combinador “ <i>Maximal Ratio</i> ” . . . . .	19
3.3.3	Probabilidade de Erro de Símbolo para $M$ -PAM . . . . .	23
3.3.4	Probabilidade de Erro de Símbolo para $M$ -QAM . . . . .	28
3.4	Resultados . . . . .	28
3.5	Conclusões . . . . .	29
<b>4</b>	<b>Eficiência Espectral Média do Enlace Reverso de Redes Celulares</b>	<b>34</b>
4.1	Introdução . . . . .	34
4.2	Modelo de um Sistema de Comunicações Celular . . . . .	34
4.2.1	Distribuição Espacial dos Usuários . . . . .	35
4.2.2	Modelo de Propagação e Interferência . . . . .	36
4.2.3	Arranjo de Antenas . . . . .	37
4.2.4	Probabilidade de Erro de Bit . . . . .	38
4.2.5	Eficiência Espectral . . . . .	38
4.3	Metodologia . . . . .	39
4.3.1	Sistemas sem Controle de Potência . . . . .	40
4.3.2	Sistema com Controle de Potência . . . . .	40
4.4	Resultados . . . . .	42
4.4.1	Relação Sinal-Interferência . . . . .	42
4.4.2	Potência Transmitida . . . . .	43
4.4.3	Raio de Cobertura dos Esquemas de Modulação . . . . .	46
4.4.4	Eficiência Espectral . . . . .	47
<b>5</b>	<b>Conclusões</b>	<b>52</b>
5.1	Trabalhos Futuros . . . . .	53
	<b>Referências bibliográficas</b>	<b>54</b>



# Lista de Figuras

2.1	Diagrama de blocos da combinação seletiva pura. . . . .	11
2.2	Diagrama de blocos da combinação seletiva por limiar. . . . .	12
2.3	Diagrama de blocos do método EGC. . . . .	12
2.4	Diagrama de blocos do método MRC. . . . .	13
2.5	Diagrama de blocos de um sistema que utiliza modulação adaptativa. . . . .	14
3.1	Modelo do sistema na presença de um interferente de co-canal dominante. . . . .	17
3.2	Modelo do sistema na presença de um interferente de co-canal dominante, usando diversidade de antenas de recepção. . . . .	20
3.3	Constelação de um sinal 2-PAM sem e com interferência. . . . .	24
3.4	Símbolo interno da constelação de um sinal 4-PAM sem e com interferência. . . . .	26
3.5	Símbolo externo da constelação de um sinal 4-PAM sem e com interferência. . . . .	26
3.6	PEB para o esquema de modulação QPSK em função da relação $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para diferentes valores da SIR. . . . .	30
3.7	PEB para o esquema de modulação 16-QAM em função da relação $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para diferentes valores da SIR. . . . .	30
3.8	PEB para o esquema de modulação 64-QAM em função da relação $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para diferentes valores da SIR. . . . .	31
3.9	PEB para o esquema de modulação QPSK em função da relação $E_b/N_0$ , na presença de um interferente para uma SIR = 10 dB, usando MRC com ordem de diversidade $N_a$ . . . . .	31
3.10	PEB para o esquema de modulação 16-QAM em função da relação $E_b/N_0$ , na presença de um interferente para uma SIR = 20 dB, usando MRC com ordem de diversidade $N_a$ . . . . .	32
3.11	PEB para o esquema de modulação 64-QAM em função da relação $E_b/N_0$ , na presença de um interferente para uma SIR = 30 dB, usando MRC com ordem de diversidade $N_a$ . . . . .	32
4.1	Rede celular mostrando a célula central e o primeiro anel de 6 células interferentes de co-canal. . . . .	35
4.2	Distância entre o $k$ -ésimo interferente e a $ERB_0$ . . . . .	36
4.3	Raio de cobertura de cada esquema de modulação de acordo com o critério de priorizar a largura de banda por usuário. . . . .	41

4.4	SIR média em função da posição do usuário de interesse, considerando um sistema sem controle de potência, para cada fator de reuso e um certo número de antenas de recepção na ERB, $N_a$ . . . . .	43
(a)	Fator de reuso $N = 1$ . . . . .	43
(b)	Fator de reuso $N = 3$ . . . . .	43
(c)	Fator de reuso $N = 4$ . . . . .	43
(d)	Fator de reuso $N = 7$ . . . . .	43
4.5	SIR média em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso. . . . .	44
4.6	Potência transmitida média para um usuário em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso. . . . .	47
4.7	Comparação do raio de cobertura de cada esquema de modulação em função do número de antenas de recepção na ERB, para cada fator de reuso, considerando sistemas: (1) sem controle de potência e (2) com controle de potência. . . . .	48
(a)	Fator de reuso $N = 1$ . . . . .	48
(b)	Fator de reuso $N = 3$ . . . . .	48
(c)	Fator de reuso $N = 4$ . . . . .	48
(d)	Fator de reuso $N = 7$ . . . . .	48
4.8	Eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema sem controle de potência, para cada fator de reuso e diferentes valores de potência transmitida. . . . .	49
(a)	Fator de reuso $N = 1$ . . . . .	49
(b)	Fator de reuso $N = 3$ . . . . .	49
(c)	Fator de reuso $N = 4$ . . . . .	49
(d)	Fator de reuso $N = 7$ . . . . .	49
4.9	Eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso. . . . .	50
4.10	Comparação da eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, para cada fator de reuso, considerando sistemas sem e com controle de potência que utilizam potências de transmissão equivalentes. . . . .	51
(a)	Fator de reuso $N = 1$ . . . . .	51
(b)	Fator de reuso $N = 3$ . . . . .	51
(c)	Fator de reuso $N = 4$ . . . . .	51
(d)	Fator de reuso $N = 7$ . . . . .	51

# Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do sistema. . . . .	40
4.2	Potência transmitida em função da distância do usuário até sua ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso, ordem de modulação, e um certo número de antenas de recepção na ERB, $N_a$ . Unidade de potência: W (watt). 45	
(a)	$N_a = 2$ . . . . .	45
(b)	$N_a = 3$ . . . . .	45
(c)	$N_a = 4$ . . . . .	45
(d)	$N_a = 5$ . . . . .	45
(e)	$N_a = 6$ . . . . .	45
(f)	$N_a = 7$ . . . . .	45
(g)	$N_a = 8$ . . . . .	45
(h)	$N_a = 9$ . . . . .	45
(i)	$N_a = 10$ . . . . .	45

# Glossário

AWGN	additive white gaussian noise
CCC	central de comutação e controle
CDMA	code division multiple access
EGC	equal gain combining
ERB	estação rádio base
ERM	estação rádio móvel
FAP	função acumulativa de probabilidade
FDP	função densidade de probabilidade
ICC	interferência de co-canal
IFR	incremental frequency reuse
ISDN	integrated services digital network
LOS	line-of-sight
<i>M</i> -PAM	multilevel pulse amplitude modulation
<i>M</i> -QAM	multilevel quadrature amplitude modulation
MRC	maximal ratio combining
NLOS	non-line-of-sight
PEB	probabilidade de erro de bit
PES	probabilidade de erro de símbolo
PSTN	public switched telephone network
QPSK	quadrature phase shift keying
SFR	soft frequency reuse
SIR	signal-to-interference power ratio
SNR	signal-to-noise ratio
VA	variável aleatória

# Lista de Símbolos

$D$	distância de reuso
$N$	fator de reuso de frequência
$R$	raio da célula
$P_t$	potência transmitida
$P_r$	potência recebida
$r$	posição radial de um usuário em relação a sua estação rádio base
$\beta$	expoente de perda de percurso
$B$	largura de banda do sinal transmitido
$\xi$	eficiência espectral da rede celular
$N_u$	número de usuários em uma célula
$R_b$	taxa de bits por usuário
$d_k$	distância do enlace reverso entre o $k$ -ésimo usuário e a estação rádio base da célula central
$\tau$	dispersão temporal
$B_c$	largura da banda de coerência do canal
$f_c$	frequência da portadora
$f_D$	espalhamento espectral Doppler
$T_c$	intervalo de tempo de coerência do canal
$T_s$	intervalo de tempo de símbolo
$\alpha$	variável aleatória do tipo Rayleigh
$p(x)$	função densidade de probabilidade da variável aleatória $x$
$\sigma^2$	variância das variáveis gaussianas que geraram a variável Rayleigh
$E[x]$	média da variável aleatória $x$
$N_a$	número de antenas de recepção na estação rádio base
$\varphi_k$	fase introduzida pelo canal
$G_i$	ganho do $i$ -ésimo sinal de diversidade do combinador “ <i>maximal ratio</i> ”
$A_{i,k}$	símbolo transmitido no $i$ -ésimo intervalo de tempo de símbolo do $k$ -ésimo usuário
$M$	tamanho do alfabeto do esquema de modulação $M$ -PAM ou $M$ -QAM
$\rho$	amplitude de interferência relativa ao sinal transmitido
$N_0$	densidade espectral de potência unilateral do ruído branco
$z_{i,k}$	saída do filtro casado, amostrado no $i$ -ésimo intervalo de tempo de símbolo, do $k$ -ésimo usuário
$P_a$	potência média da constelação $M$ -PAM

---

$P_s(x)$	probabilidade de erro de símbolo condicionada ao conhecimento da variável $x$
$\gamma_b$	relação sinal-ruído por bit instantânea
$E_b$	energia por bit
$P_s$	probabilidade de erro de símbolo
$\Gamma$	relação sinal-ruído por bit média
$P_b$	probabilidade de erro de bit
$F(x)$	função acumulativa de probabilidade da variável aleatória $x$
$p(x_1, \dots, x_n)$	função densidade de probabilidade conjunta das variáveis aleatórias $x_1, \dots, x_n$
$A$	amplitude do símbolo transmitido
$b$	número de bits por símbolo
$u_k$	$k$ -ésimo usuário
$T_b$	intervalo de tempo de bit
$R_0$	raio interno da célula
$\phi$	posição angular de um usuário em relação a sua estação rádio base
$\theta$	posição angular de um usuário em relação à estação rádio base da célula central
$\eta$	fator de redução da potência de interferência recebida
$\lambda$	comprimento de onda
$\xi_u$	eficiência espectral por usuário

# Trabalhos Publicados Pelo Autor

1. E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, D. Altamirano, C. de Almeida, “Evaluation of the effects of co-channel interference on the bit error rate for QPSK and  $M$ -QAM modulations”, em *Proc. 7th International Telecommunications Symposium*, Manaus, Brasil, 06-09 de setembro de 2010.
2. E. Benítez, D. Moya, G. Quelal, C. de Almeida, “Spectral efficiency evaluation for the uplink of cellular networks”, em *Proc. International Workshop on Telecommunications*, Rio de Janeiro, Brasil, 03-06 de maio de 2011.
3. E. Benítez, D. Moya, G. Quelal, C. de Almeida, “Avaliação dos efeitos da interferência de co-canal e da diversidade de antenas na probabilidade de erro de bit para modulações M-QAM em canais com desvanecimento Rayleigh”, em *Proc. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Curitiba, Brasil, 02-05 de outubro de 2011.
4. D. Moya, E. Benítez, G. Quelal, C. de Almeida, “Avaliação da eficiência espectral média para o enlace reverso de redes celulares na presença de interferência de co-canal”, em *Proc. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, Curitiba, Brasil, 02-05 de outubro de 2011.

# Capítulo 1

## Introdução

Os sistemas de comunicações sem fio futuros vão requerer uma taxa de dados elevada e de preferência uniforme para satisfazer a demanda dos usuários, com cobertura em grandes áreas. Diferentes tecnologias de comunicação tem surgido como candidatas promissoras, não apenas para satisfazer essa demanda, mas também para usar eficientemente o espectro [1–4].

Uma ferramenta fundamental usada para obter uma eficiência espectral elevada em todo o sistema é o conceito de arquitetura celular. De acordo com esse conceito, ao invés de usar um transmissor com níveis elevados de potência para fornecer cobertura a uma área geográfica ampla, são usados vários transmissores com níveis inferiores de potência, cada um fornecendo cobertura a uma área menor, chamada de célula. Um grupo reduzido de células formam um “*cluster*”, sendo que o espectro de radiofrequências disponível é dividido entre as células pertencentes ao “*cluster*”. O padrão de alocação de frequências dentro de um “*cluster*”, repetido em toda a área de serviço desejada, é chamado de reuso de frequência. No entanto, os sistemas baseados nesse tipo de arquitetura, propriamente chamados de sistemas celulares, são afetados pela interferência de co-canal (ICC), que é provocada pelo uso simultâneo de um mesmo canal em diferentes “*clusters*” e constitui uma das principais causas de degradação de desempenho do sistema em termos da sua eficiência espectral. É conhecido na literatura que um aumento no fator de reuso implica na diminuição da ICC, às custas de uma diminuição do número de recursos de uma rede celular. Portanto, a análise da eficiência espectral de uma rede celular é fundamental para se otimizar o aproveitamento da banda com cobertura na célula.

Recentemente, alguns esquemas de reuso fracionário tem sido propostos [5–8]. Entre eles, as soluções mais representativas são o esquema SFR (*soft frequency reuse*) [5] e o esquema IFR (*incremental frequency reuse*) [6]. Uma generalização e otimização desses esquemas são apresentados em [7, 8]. Esses esquemas lidam com o compromisso entre a mitigação da ICC e o incremento da eficiência espectral, focalizando-se na melhoria da vazão (“*throughput*”) dos usuários na borda da célula. No entanto, o esquema IFR apresenta um desempenho melhor do que aquele obtido com fator



de reuso 1, desde que a carga de tráfego no sistema seja pequena. No esquema SFR, características como a definição do limite entre a zona dos usuários do centro e da borda da célula, assim como a razão de potências entre essas duas regiões são parâmetros críticos no desempenho do sistema, como discutido em [7, 8]. Uma característica comum nesses estudos é que os resultados foram obtidos a partir de simulações.

Por outro lado, além de usar uma arquitetura celular e otimizar o reuso de frequência, várias técnicas baseadas em processamento de sinais podem ser usadas para maximizar a eficiência espectral do sistema e mitigar os efeitos da ICC. Muitas dessas técnicas aproveitam a informação do canal para melhorar o desempenho do sistema. Algumas dessas técnicas, consideradas neste trabalho, serão descritas brevemente a seguir.

O arranjo de antenas e a combinação por diversidade de antenas de recepção são técnicas usadas frequentemente para combater os efeitos da ICC e do desvanecimento de multipercurso, respectivamente [9, 10]. Os sinais provenientes de cada uma das antenas de recepção na estação rádio base (ERB), podem ser adequadamente combinados para reduzir a potência relativa dos sinais interferentes, assim como para combater os efeitos do desvanecimento do sinal recebido proveniente do usuário de interesse.

A modulação adaptativa é uma técnica através da qual o esquema de modulação usado pelo sinal transmitido por um usuário, pode ser variado de acordo com as condições da relação sinal-interferência (SIR, do inglês *signal-to-interference power ratio*). A taxa de bits por usuário e, portanto, a eficiência espectral podem ser maximizadas usando uma ordem de modulação mais elevada, propiciada para um certo valor de SIR [11, 12].

Uma outra técnica importante para os sistemas de comunicações sem fio, também baseada em processamento de sinais, é o controle de potência, desenvolvido em princípio para fazer do esquema CDMA (*code division multiple access*) uma solução prática para os sistemas celulares digitais [13]. O controle de potência pode ser usado para melhorar o desempenho do sistema na presença de interferência e ruído, controlando adequadamente os níveis de potência dos sinais transmitidos pelos usuários de interesse e interferentes.

## 1.1 Objetivo

Este trabalho tem por objetivo a avaliação de desempenho do enlace reverso de redes celulares, medido em termos de sua eficiência espectral média, considerando a presença de ICC. Primeiro é realizada uma modelagem matemática do sistema, quando então é determinada de forma quantitativa a eficiência espectral média da rede em função do fator de reuso, que assume os valores de 1, 3, 4 e 7. A caracterização do canal considera a perda de propagação exponencial e desvanecimento plano e

lento Rayleigh. Será considerado ainda o uso de arranjo de antenas para mitigar os efeitos da interferência e o emprego da técnica de combinação por diversidade de antenas de recepção do tipo MRC (*maximal ratio combining*) para combater o desvanecimento. Adicionalmente, será utilizada modulação adaptativa, que implementa os esquemas QPSK, 16-QAM ou 64-QAM, assim como políticas de transmissão que consideram ou não o uso de controle de potência.

## 1.2 Estrutura do Trabalho

Os capítulos que compõem este trabalho são descritos em seguida:

- O capítulo 2 apresenta os conceitos básicos relacionados aos parâmetros envolvidos na modelagem do sistema para a análise posterior do seu desempenho em termos da eficiência espectral.
- No capítulo 3 são obtidas expressões analíticas para se avaliar a probabilidade de erro de bit (PEB) média do esquema de modulação  $M$ -QAM (*multilevel quadrature amplitude modulation*), na presença de ICC, para canais com desvanecimento plano e lento Rayleigh, usando diversidade de antenas de recepção. Os resultados numéricos obtidos a partir da avaliação destas expressões analíticas são validados mediante comparação com simulações de Monte Carlo.
- O capítulo 4 apresenta o modelo matemático de um sistema de comunicações sem fio com ICC, considerando técnicas que visam melhorar seu desempenho em termos da sua eficiência espectral, tais como arranjo de antenas, diversidade de antenas de recepção, modulação adaptativa e políticas da potência transmitida. São apresentados também os resultados numéricos obtidos da avaliação desse desempenho.
- O capítulo 5 apresenta as conclusões deste trabalho, assim como propostas para trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Conceitos Básicos

### 2.1 Redes Celulares

Em redes celulares a área de serviço é dividida em áreas menores chamadas de células. Cada célula tem uma ERB, que se comunica simultaneamente com todas as estações rádio móveis (ERMs) situadas dentro de uma célula e passa o tráfego de voz e dados para uma central de comutação e controle (CCC). A CCC coordena as atividades de cada uma das ERBs e conecta todo o sistema celular a outros tipos de redes, como por exemplo à rede de telefonia pública comutada (PSTN, do inglês *public switched telephone network*) ou à rede digital de serviços integrados (ISDN, do inglês *integrated services digital network*). A ERM inclui um transceptor, uma antena e um conjunto de circuitos de controle e que pode ser utilizada como uma unidade portátil. A estação base é constituída por vários transmissores e receptores que administram simultaneamente comunicações “*full duplex*” com todas as ERMs ativas e têm geralmente torres que suportam várias antenas de transmissão e recepção.

A ERB está conectada às ERMs através de uma interface de rádio. A comunicação da ERB para as ERMs ocorre através do enlace direto (“*forward link*” ou “*downlink*”) e a comunicação a partir das ERMs à ERB se dá através do enlace reverso (“*reverse link*” ou “*uplink*”).

#### 2.1.1 Reuso de Frequência

O número de canais de transmissão de voz e dados simultâneos que podem ocorrer em uma rede celular é limitado pelo espectro de frequências disponíveis. A fim de garantir que esses canais não sejam afetados por transmissões de outros usuários situados em outras células, operando na mesma frequência, a alocação de canais na rede deve ser tal que exista uma separação suficiente entre os transmissores.

O reuso de frequência consiste na alocação em cada célula, de um subconjunto dos canais disponíveis em um sistema celular. O grupo de células adjacentes utilizando todo o conjunto de canais disponíveis é chamado de “*cluster*”. ERBs de células adjacentes devem utilizar frequências diferentes para evitar a interferência entre elas. No entanto, a interferência pode ser pequena quando duas ERBs suficientemente distantes operarem com o mesmo subconjunto de frequências. Desse modo, é possível aumentar a cobertura e a capacidade de uma rede celular em termos do número de canais disponíveis para os usuários. Os elementos que determinam o reuso de frequência são a distância de reuso e o fator de reuso. A distância de reuso é definida como a distância mínima entre os centros de duas células, pertencentes a “*clusters*” diferentes, que usam o mesmo subconjunto de canais. Essa distância é dada por [10]:

$$D = \sqrt{3NR} \quad (2.1)$$

onde  $R$  é o raio de cada célula e  $N$  é o fator de reuso, que representa o número de células por “*cluster*”. Assim, um fator de reuso unitário corresponde a um “*cluster*” formado por apenas uma célula. Portanto, neste caso todas as células reutilizam todo o conjunto de frequências disponíveis.

### 2.1.2 Interferência de Co-Canal

O reuso de frequência implica que em uma certa área com serviço celular existam várias células que usam o mesmo subconjunto de canais. Essas células são chamadas de células de co-canal, e a interferência entre os sinais provenientes dessas células é chamada de interferência de co-canal. Uma distância de reuso maior resulta na diminuição da ICC. No entanto, isso conduz a um número mais elevado de células por “*cluster*”, resultando em uma eficiência espectral reduzida, devido à diminuição do número de canais por célula.

Uma medida de desempenho importante em sistemas celulares é a SIR, definida como a relação entre a potência do sinal de interesse e a potência resultante dos sinais interferentes de co-canal. A SIR é uma variável aleatória, afetada por fenômenos tais como a localização das ERMs no interior da sua célula, as características das antenas de recepção e o desvanecimento, dentre outros fatores.

### 2.1.3 Controle de Potência

A potência transmitida representa um grau de liberdade importante a ser considerado no planejamento de sistemas de comunicações sem fio. Em redes celulares, os níveis de potência transmitida por cada ERM estão sob controle constante por parte da ERB correspondente. Desse modo, o controle de potência pode contribuir com diversas funcionalidades, tais como a gestão de conectividade, energia e interferência.

Em relação à gestão de conectividade, o controle de potência permite que cada ERM transmita apenas com a potência suficiente para manter uma certa qualidade no enlace reverso. Mesmo sem a presença de interferência nem limitação de energia, o receptor precisa ser capaz de detectar um nível mínimo de potência recebida de modo que possa permanecer conectado com o transmissor. Por outro lado, o controle de potência permite não só prolongar a vida útil da bateria nas ERMs (gestão de energia), mas também pode reduzir notavelmente a interferência no sistema (gestão de interferência).

Uma estratégia de controle de potência que pode ser usada consiste em variar o nível de potência transmitida de cada usuário na célula, de maneira que a potência recebida na ERB seja a mesma. Assim, a potência transmitida de cada usuário é dada por:

$$P_t(r) = P_r r^\beta \quad (2.2)$$

onde  $r$  é a distância do usuário até a sua própria ERB,  $\beta$  é o expoente de perda de percurso e  $P_r$  é uma constante que representa a potência recebida pela ERB. O termo  $r^\beta$  garante que o sinal transmitido por cada usuário de uma mesma célula chegue até a sua ERB com a mesma potência, uma vez que, como será explicado mais adiante, a perda de percurso considerou o modelo exponencial, onde a potência do sinal recebido pela ERB é proporcional a  $r^{-\beta}$ .

### 2.1.4 Eficiência Espectral

A eficiência espectral refere-se à taxa de bits que pode ser transmitida através de uma determinada largura de banda em um sistema de comunicações. Em redes celulares, a eficiência espectral por célula,  $\xi$ , pode ser definida como a relação entre a taxa de bits total, resultante da soma da taxa de bits de cada usuário em uma célula, com a largura de banda do sistema  $B$ , ou seja:

$$\xi = \frac{\sum_{i=1}^{N_u} R_{b,i}}{B} \quad (2.3)$$

onde  $N_u$  é o número de usuários na célula e  $R_{b,i}$  é a taxa de bits do  $i$ -ésimo usuário. A eficiência espectral é uma medida de quão eficientemente um espectro limitado de frequências é utilizado por um certo protocolo de camada física. A unidade de eficiência espectral é bits/s/Hz.

## 2.2 Modelo de Propagação

O desafio mais importante para os sistemas de comunicações sem fio vem da transmissão dos sinais através do próprio canal de comunicação. Os requerimentos nesses sistemas são tais que os sinais têm que se propagar em condições adversas, a maioria das vezes sem linha de visada (NLOS,

do inglês *non-line-of-sight*) entre transmissor e receptor. Vários obstáculos de diversos tamanhos, ondulações do terreno, movimento relativo entre transmissor e receptor, desvanecimento, interferência de outros sinais, ruído e vários outros fatores enfraquecem, provocam atraso e distorcem o sinal transmitido, de uma maneira bastante imprevisível. O planejamento de uma rede de comunicações sem fio que funcione adequadamente sob estas condições, representa um desafio, especialmente quando são requeridos serviços que demandam taxas de dados elevadas. O canal de comunicação sem fio impõe limitações severas para o desempenho do sistema.

Dois fenômenos importantes que afetam a propagação de um sinal em um canal de comunicação sem fio são a perda de percurso e o desvanecimento. Os mesmos são descritos em seguida.

### 2.2.1 Perda de Percurso

A perda de percurso se refere ao decaimento da potência do sinal recebido em função da distância entre transmissor e receptor. De acordo com o modelo exponencial, a potência do sinal recebido é dada por:

$$P_r = P_t d^{-\beta} \quad (2.4)$$

onde  $P_t$  é a potência transmitida,  $d$  é a distância entre transmissor e receptor e  $\beta$  é o expoente de perda de percurso. O expoente  $\beta$  depende das características do ambiente de propagação e pode assumir valores que variam aproximadamente de 1,6 no interior de edifícios com linha de visada (LOS, do inglês *line-of-sight*) a 6 em ambientes urbanos densos, sendo que  $\beta = 2$  corresponde à propagação no espaço livre e  $\beta = 4$  à propagação típica em ambientes urbanos.

### 2.2.2 Desvanecimento

A presença de diversos obstáculos em um canal sem fio faz com que o sinal transmitido se propague até o receptor através de múltiplos percursos devido às várias reflexões, espalhamentos e difrações sofridas. A resultante produz um fenômeno conhecido como desvanecimento, causado pela soma destrutiva entre as versões do sinal transmitido que chegam ao receptor. Estas versões do sinal transmitido, que constituem a chamada propagação multipercurso, combinam-se na antena do receptor para dar um sinal resultante cuja amplitude pode variar consideravelmente (dezenas de decibéis) em distâncias muito pequenas e em intervalos de tempo curtos.

### 2.2.3 Tipos de Desvanecimento

Com o objetivo de se comparar os diversos canais com desvanecimento e desenvolver algumas diretrizes gerais para o planejamento de sistemas de comunicações sem fio, faz-se necessária a utilização de parâmetros que forneçam o maior número de informações acerca das características e do comportamento do canal. A dispersão temporal,  $\tau$ , causada pela propagação multipercurso, é um parâmetro que pode ser determinado a partir do perfil de dispersão de potência. O mesmo fornece o comportamento da potência recebida durante um certo intervalo de tempo, que corresponde à máxima dispersão do sinal recebido causado pelos multipercursos do canal. A dispersão temporal dá uma medida da duração temporal da resposta ao impulso do canal.

Sempre que existir dispersão temporal pode haver uma alteração de amplitude das várias componentes do espectro do sinal transmitido. Esta alteração poderá ocorrer de maneira uniforme em toda a faixa de frequências do sinal, caracterizando o chamado desvanecimento plano, ou poderá afetar somente uma determinada faixa de frequências, caracterizando o chamado desvanecimento seletivo em frequência. A possibilidade de ocorrência do desvanecimento plano ou seletivo pode ser determinada através da comparação entre a largura da banda de coerência do canal,  $B_c$ , e a largura de banda do sinal transmitido,  $B$ . O parâmetro  $B_c$  é definido como a faixa de frequências dentro da qual as componentes espectrais do sinal recebido possuem grande correlação de amplitude. A largura da banda de coerência é inversamente proporcional à dispersão temporal do canal e seu valor exato depende da definição de um valor para a correlação entre as amplitudes das componentes espectrais. Se a largura da banda de coerência é definida como a largura de banda sobre a qual a função de correlação de frequência está acima de 0,5, então a largura da banda de coerência é aproximadamente [10]:

$$B_c \approx \frac{1}{5\tau} \quad (2.5)$$

Desse modo, o desvanecimento pode ser considerado plano se a largura da banda de coerência do canal for maior que a largura de banda do sinal, ou seja,  $B_c > B$ . Por outro lado, se  $B_c < B$ , o desvanecimento é denominado seletivo em frequência.

A dispersão temporal e a largura da banda de coerência são parâmetros que descrevem as características temporais de um canal, devido aos múltiplos percursos. Entretanto, eles não oferecem informação acerca das características referentes à sua variação temporal, que é causada pelo movimento relativo entre transmissor e receptor, assim como pelo movimento dos objetos presentes no canal. O espalhamento espectral Doppler e o intervalo de tempo de coerência são parâmetros que descrevem as características de variação temporal do canal e podem ser determinados a partir do espectro de potência Doppler. O mesmo fornece uma distribuição estatística da potência recebida em função da frequência para um sinal transmitido na frequência da portadora,  $f_c$ . O espectro de potência

Doppler é diferente de zero estritamente no intervalo de frequências  $-f_D \leq f - f_c \leq f_D$ , onde  $f_D$  é o chamado espalhamento espectral Doppler. O intervalo de tempo de coerência,  $T_c$ , é inversamente proporcional ao espalhamento espectral Doppler, ou seja:

$$T_c \approx \frac{1}{f_D} \quad (2.6)$$

O intervalo de tempo de coerência é definido como o intervalo de tempo dentro do qual os sinais recebidos possuem grande correlação de amplitude, isto é, o intervalo de tempo durante o qual a resposta ao impulso do canal pode ser considerada como invariante no tempo.

A ocorrência de desvanecimento lento ou rápido pode ser determinada a partir da comparação entre o intervalo de tempo de coerência do canal e o intervalo de tempo de símbolo do sinal transmitido,  $T_s$ . Desse modo, se  $T_c > T_s$ , o desvanecimento é considerado lento. Por outro lado, se  $T_c < T_s$ , o desvanecimento é considerado rápido.

O modelo de propagação a ser considerado assume um desvanecimento plano e lento, que será modelado como uma variável aleatória (VA) do tipo Rayleigh,  $\alpha$ , cuja função densidade de probabilidade (FDP) é dada por:

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right), \text{ para } \alpha \geq 0 \quad (2.7)$$

onde  $\sigma^2 = E[\alpha^2]/2$  é a variância das VAs gaussianas que geraram a VA Rayleigh [10], sendo que  $E[\cdot]$  denota o operador esperança.

## 2.3 Diversidade

A diversidade é uma técnica usada em sistemas de comunicações sem fio para melhorar o seu desempenho em canais com desvanecimento. O conceito de diversidade se baseia no fato de que sinais independentes têm uma probabilidade baixa de sofrerem um desvanecimento severo no mesmo instante. Assim, o receptor é fornecido com várias réplicas do mesmo sinal de informação através de vários canais de rádio independentes, para os mesmos serem combinados de uma maneira conveniente e prover ao processo de detecção um sinal resultante menos deteriorado pelo desvanecimento que aquele obtido se não houvessem réplicas descorrelacionadas, ou seja, se não houvesse diversidade.

A fim de se obter esses canais de rádio independentes, alguns esquemas de diversidade são usados. Dentre eles, pode-se citar a diversidade espacial, a diversidade temporal e a diversidade em frequência. As mesmas são descritas a seguir.



### 2.3.1 Diversidade Espacial

A diversidade espacial, chamada também de diversidade por antenas de recepção, consiste em usar um arranjo linear de antenas no receptor, separadas fisicamente de tal forma que os sinais recebidos em cada uma delas são descorrelacionados. Os sinais provenientes dessas antenas são então combinados no receptor por um combinador descrito na seção a seguir.

### 2.3.2 Diversidade Temporal

No caso da diversidade temporal, várias réplicas do sinal de informação são transmitidas em instantes de tempo distintos, sendo que o intervalo de tempo entre a transmissão dessas réplicas deve ser superior ao intervalo de tempo de coerência do canal,  $T_c$ , para se obter sinais descorrelacionados no receptor.

### 2.3.3 Diversidade em Frequência

Para a diversidade em frequência, as réplicas do sinal de informação são transmitidas em portadoras distintas, sendo que a separação em frequência entre essas portadoras deve ser maior que a largura da banda de coerência do canal,  $B_c$ , a fim de obter descorrelação entre as réplicas obtidas no receptor.

## 2.4 Métodos de Combinação

Em relação aos esquemas de diversidade, alguns combinadores são usados para se unir os sinais provenientes de um certo número de antenas de recepção,  $N_a$ , chamados de sinais de diversidade. Na literatura, os métodos de combinação por diversidade citados comumente são a combinação seletiva pura, combinação seletiva por limiar, EGC (*equal gain combining*) e MRC. Em seguida, apresenta-se uma descrição breve desses métodos de combinação.

### 2.4.1 Combinação Seletiva Pura

De acordo com este método, os  $N_a$  sinais provenientes do filtro casado de cada uma das antenas de recepção são monitorados continuamente de maneira que sempre é selecionado o sinal com maior relação sinal-ruído (SNR, do inglês *signal-to-noise ratio*), como pode ser observado no diagrama de blocos da Fig. 2.1. A necessidade de um receptor para cada antena e de monitoramento dos sinais a uma taxa superior à da ocorrência do desvanecimento são limitações deste método.

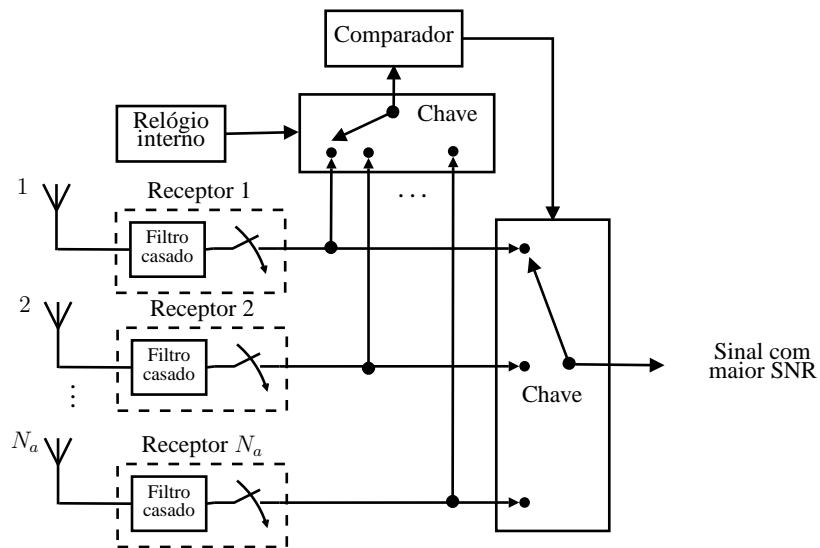


Fig. 2.1: Diagrama de blocos da combinação seletiva pura.

### 2.4.2 Combinação Seletiva por Limiar

Este método apresenta-se como uma alternativa à combinação seletiva pura, pois tenta contornar suas limitações. No caso da combinação seletiva por limiar faz-se uma varredura sequencial dos  $N_a$  sinais de diversidade e escolhe-se o primeiro sinal encontrado com um nível de potência maior do que um determinado limiar. Enquanto essa potência se mantiver acima do limiar, o sinal selecionado permanece na saída do combinador. Caso contrário, o processo de varredura é reiniciado. Este funcionamento é descrito pelo diagrama de blocos da Fig. 2.2. O desempenho obtido através deste método é pior do que aquele obtido mediante combinação seletiva pura. Entretanto, o custo de sua implementação é menor, já que apenas um receptor é requerido.

Os métodos de combinação por adição, descritos a seguir, são uma opção para evitar a dificuldade de implementação da combinação seletiva pura, assim como o baixo desempenho da combinação seletiva por limiar.

### 2.4.3 Combinação “Equal Gain”

No caso do método EGC, o sinal resultante é a soma coerente dos  $N_a$  sinais de diversidade. Como mostrado na Fig. 2.3, as amostras nas saídas dos filtros casados passam por um circuito de compensação de fase antes da combinação, sendo que essa compensação é obtida através da ponderação de cada amostra por um fator  $\exp(-j\varphi_i)$ , para  $i = 1, \dots, N_a$ , onde  $\varphi_i$  é a fase introduzida pelo  $i$ -ésimo canal de diversidade. A implementação desta técnica é relativamente simples ao usar somente um circuito somador e de compensação de fase a fim de realizar a soma coerente.

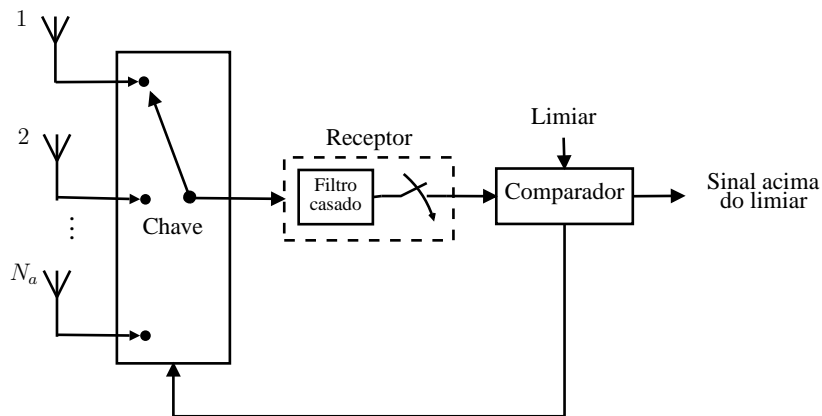


Fig. 2.2: Diagrama de blocos da combinação seletiva por limiar.

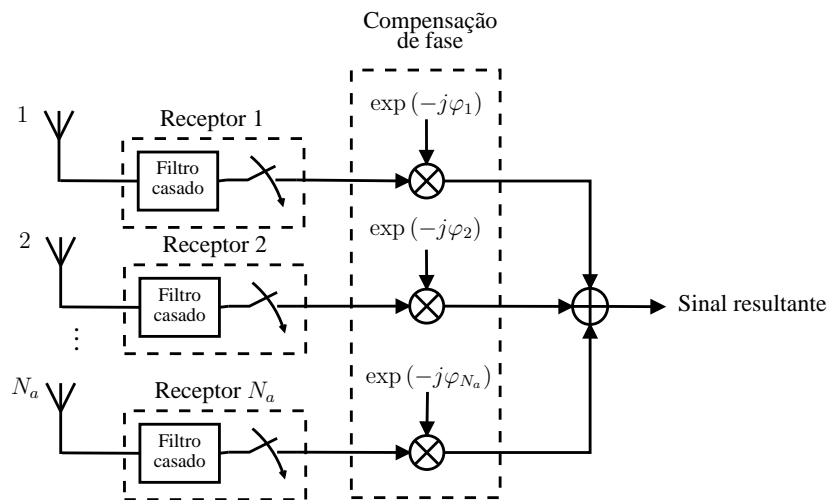


Fig. 2.3: Diagrama de blocos do método EGC.

#### 2.4.4 Combinação “Maximal Ratio”

O método MRC realiza uma soma ponderada dos  $N_a$  sinais provenientes do filtro casado de cada uma das antenas de recepção, com cada sinal tendo um ganho proporcional à sua própria SNR instantânea, denotado como  $G_i$ , para  $i = 1, \dots, N_a$ , de modo que o sinal resultante na saída do combinador tem a melhor SNR possível. Da mesma forma que no método EGC, neste caso faz-se necessário compensar a fase dos sinais de diversidade a fim de realizar uma soma coerente. Este método de combinação é o que apresenta o melhor desempenho, atingindo o limite máximo teórico de ganho que pode ser obtido com uso de diversidade de antenas de recepção e será o método de combinação considerado neste trabalho. No entanto, cabe mencionar que este desempenho é possível de ser alcançado desde que a estimativa do ganho e da fase do canal por parte do receptor seja perfeita. A Fig. 2.4 apresenta o diagrama de blocos correspondente a este método.

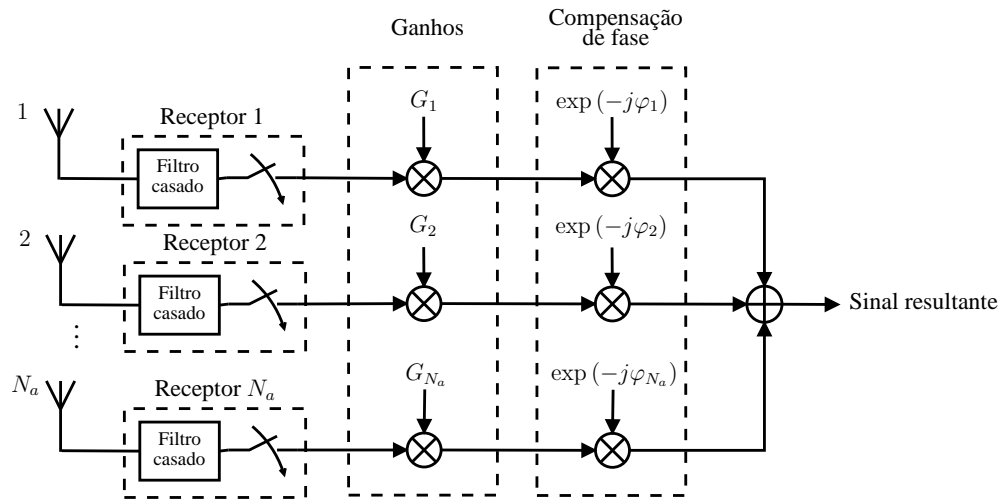


Fig. 2.4: Diagrama de blocos do método MRC.

## 2.5 Modulação Adaptativa

Uma característica da modulação fixa (não-adaptativa) quando usada em canais com ICC, em que a SIR é variável, é que a PEB varia também em função da qualidade do canal. A maioria das aplicações requer satisfazer uma certa PEB máxima e normalmente não há razão para fornecer uma PEB menor do que a necessária. Além disso, a eficiência espectral para um esquema fixo de modulação é constante e independe de uma melhoria na SIR, o que permitiria um aumento na eficiência espectral apenas através do uso de esquemas de modulação de ordem mais elevada. A modulação adaptativa é um método que permite melhorar a eficiência espectral de um enlace de rádio, para uma PEB máxima de acordo com a exigência de uma determinada aplicação. A ideia básica da modulação adaptativa consiste em transmitir com a taxa de dados mais elevada possível, desde que as condições do canal sejam adequadas, e transmitir com uma taxa de dados menor conforme as condições do canal vão se deteriorando. Taxas de dados baixas são obtidas através de um esquema de modulação de ordem menor, como por exemplo QPSK. Taxas de dados elevadas são obtidas com esquemas de modulação de ordem mais elevada, tais como 16-QAM e 64-QAM. Portanto, a modulação adaptativa requer que o transmissor conheça as condições do canal em termos da SIR, tal que a maior ordem de modulação adequada para essas condições seja escolhida. Além disso, o receptor deve ser informado sobre a ordem de modulação utilizada, a fim de detectar apropriadamente o sinal de informação transmitido. No entanto, esses requerimentos levam a uma maior carga de sinalização no sistema em comparação com um sistema que utiliza modulação fixa.

A Fig. 2.5 apresenta o diagrama de blocos básico de um sistema que utiliza modulação adaptativa. Assume-se um canal com desvanecimento plano e lento, submetido à ICC e com ruído AWGN (*additive white gaussian noise*). O objetivo do transmissor é transmitir os dados de sua fonte o mais rápido

possível, desde que sejam detectados pelo receptor de maneira confiável. Os blocos correspondentes ao mapeamento de símbolos, detecção do sinal recebido e estimativa do canal estão presentes também em um sistema que utiliza modulação fixa. A função desse último bloco é fazer uma estimativa de alguns parâmetros do canal e disponibilizá-los para o receptor. Um desses parâmetros é o deslocamento de fase da portadora do sinal recebido, que deve ser conhecido pelos detectores coerentes. Em outros casos como para o combinador MRC, a amplitude do desvanecimento é também requerida.

Os blocos correspondentes ao controle de modulação adaptativa e controle de potência são específicos para os sistemas com modulação adaptativa. Neste caso, uma vez que os parâmetros do canal são estimados, eles são disponibilizados para o transmissor. A partir desses parâmetros, o transmissor decide o esquema de modulação e o nível de potência a serem utilizados. Esta função é levada a cabo pelo bloco de controle de modulação adaptativa. Normalmente, o esquema de modulação e o nível de potência são usados de modo que a PEB máxima requerida (ou inferior) seja satisfeita, fornecendo por sua vez, a eficiência espectral mais elevada possível para uma certa largura de banda do canal.

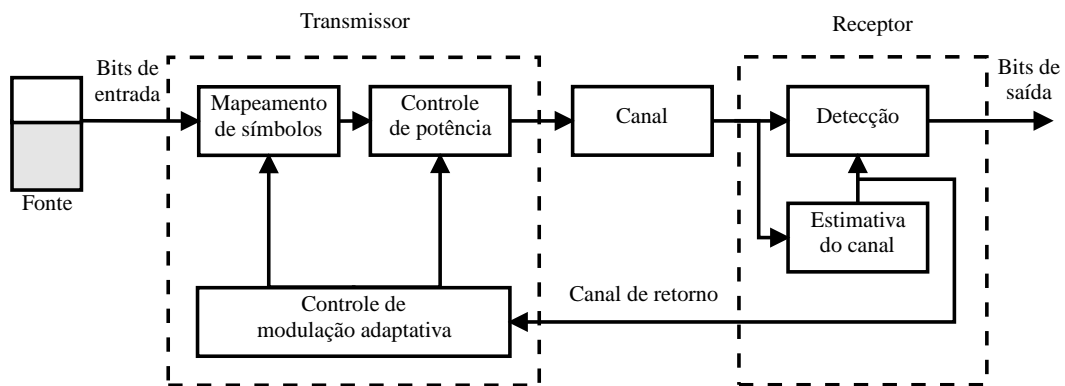


Fig. 2.5: Diagrama de blocos de um sistema que utiliza modulação adaptativa.

## Capítulo 3

# Probabilidade de Erro de Bit para a Modulação $M$ -QAM na Presença de Interferência de Co-canal em Canais Rayleigh usando Diversidade de Antenas

### 3.1 Introdução

Nos últimos anos, o esquema de modulação  $M$ -QAM tem sido bastante utilizado na transmissão de altas taxas de dados em sistemas de comunicações sem fio, devido à sua alta eficiência espectral [4, 14, 15]. Em [15], mostra-se que a modulação  $M$ -QAM, para uma ordem elevada de  $M$ , pode ser utilizada para aumentar a eficiência espectral de um sistema em canais AWGN, apresentando pouca degradação na PEB. Por exemplo, para uma PEB média de  $10^{-4}$ , empregando as ordens de modulação  $M = 4, 16, 64, 256$  e  $1024$  é requerido um aumento na SNR por bit de 4-5 dB por cada aumento no valor de  $M$ . No entanto, em um ambiente com desvanecimento, a modulação  $M$ -QAM precisa de outras técnicas auxiliares para combater seus efeitos, pois o sinal recebido  $M$ -QAM sofre com as severas variações de amplitude, o que certamente degrada o desempenho do sistema. Várias técnicas de diversidade têm sido propostas para fornecer ao receptor réplicas independentes do sinal [10, cap. 6]. A diversidade na recepção é uma técnica que pode ser realizada através de múltiplas antenas no receptor, separadas suficientemente para se obter descorrelação entre os sinais recebidos. O combinador MRC é a melhor maneira de se combinar os sinais recebidos em um único sinal com a melhor SNR possível, assumindo que a estimativa do ganho e da fase do canal por parte do receptor seja perfeita [10]. No entanto, a avaliação correta do desempenho desta modulação em ambientes celulares não deve ser limitada a uma análise com desvanecimento puro [16, 17], mas deve considerar

também a presença da ICC, que é um limitante importante no funcionamento de redes sem fio [18]. Por outro lado, alguns trabalhos que avaliam a PEB considerando a presença da ICC, têm limitado a sua análise apenas às modulações de ordem inferior [19–21], ou fazem uma modelagem da ICC usando a aproximação gaussiana [22]. Embora em uma rede celular possam existir vários interferentes, geralmente um deles predomina sobre todos os outros [23, 24], de tal modo que a interferência não é gaussiana.

Estas considerações mostram ênfase na importância de se ter um método eficiente para avaliar o desempenho de sistemas digitais na presença de ICC. Neste capítulo, primeiramente serão obtidas expressões analíticas para se avaliar o desempenho das modulações  $M$ -PAM (*multilevel pulse amplitude modulation*) em termos da probabilidade de erro de símbolo (PES), para canais AWGN e na presença de um interferente de co-canal dominante. Em seguida, partindo destas expressões, serão obtidas as expressões da PEB correspondentes aos esquemas de modulação  $M$ -QAM, para canais com desvanecimento plano e lento do tipo Rayleigh, usando diversidade de antenas e considerando mapeamento de símbolos em bits com codificação de Gray. Considera-se que o usuário interferente utiliza um esquema de modulação igual ao do usuário de interesse e transmite com a mesma potência. Assume-se ainda que os sinais do usuário de interesse e do interferente são síncronos. O caso em que o interferente é síncrono apresenta desempenho pior em relação ao caso assíncrono [23].

## 3.2 Descrição do Sistema

Considere um sistema de comunicações sem fio, como mostrado no diagrama de blocos da Fig. 3.1, onde é assumida a presença de apenas um interferente de co-canal dominante. Os sinais  $M$ -PAM,  $s_0(t)$  e  $s_1(t)$ , transmitidos pelos usuários de interesse e interferente, respectivamente, são dados por [14]:

$$s_k(t) = \sqrt{2}a_k(t) \cos(2\pi f_c t), \text{ para } k = 0, 1 \quad (3.1)$$

onde  $f_c$  é a frequência da portadora,  $a_k(t)$  é o sinal em banda-base da modulação  $M$ -PAM do  $k$ -ésimo usuário, sendo  $M$  o tamanho do alfabeto, e o fator de  $\sqrt{2}$  tem como objetivo manter a potência do sinal transmitido igual à potência do sinal em banda-base. O sinal  $a_k(t)$  é dado por:

$$a_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_{i,k} g(t - iT_s), \text{ para } k = 0, 1 \quad (3.2)$$

onde  $A_{i,k}$  é o símbolo transmitido no  $i$ -ésimo intervalo de tempo do  $k$ -ésimo usuário, que assume um dos  $M$  valores do alfabeto com igual probabilidade e  $g(t)$  é o formato do pulso que assume-se retangular com duração  $T_s$  e energia normalizada de acordo com  $\int_{iT_s}^{(i+1)T_s} g^2(t) dt = 1$ .

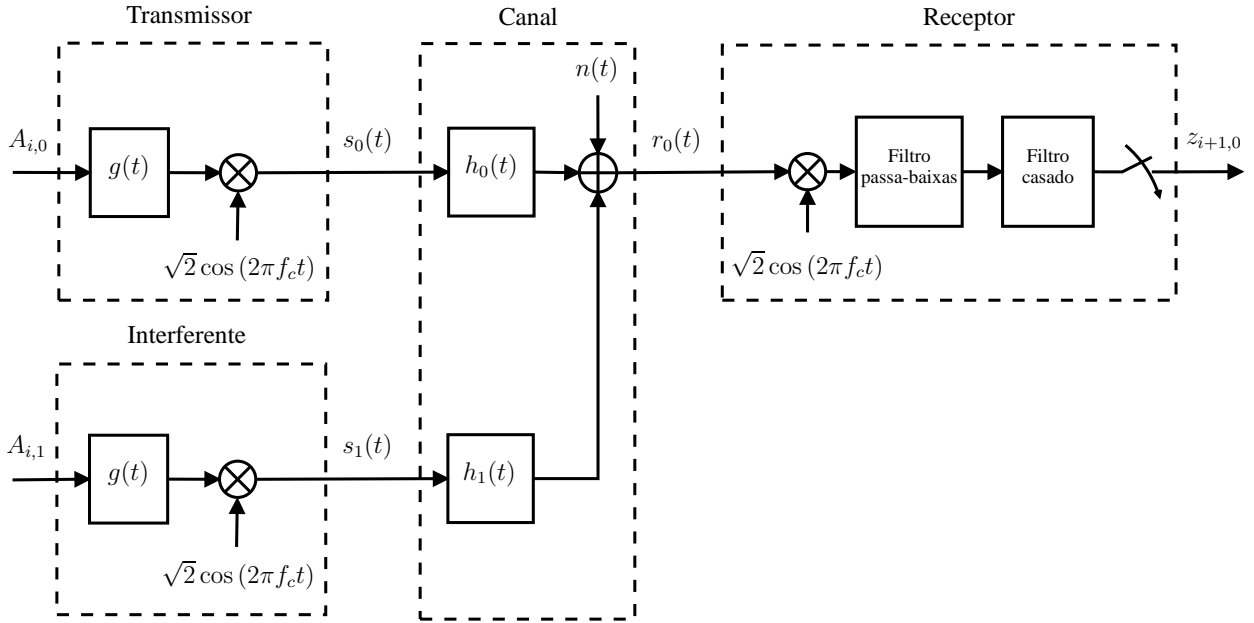


Fig. 3.1: Modelo do sistema na presença de um interferente de co-canal dominante.

Como observado na Fig. 3.1, o sinal transmitido pelo  $k$ -ésimo usuário,  $s_k(t)$ , passa através de um canal com resposta ao impulso, dada por:

$$h_k(t) = \alpha_k \exp(j\varphi_k) \delta(t), \text{ para } k = 0, 1 \quad (3.3)$$

onde  $\alpha_k$  é o ganho do canal,  $\varphi_k$  é a fase introduzida pelo canal e  $\delta(t)$  é a função delta de Dirac. Assume-se que  $\alpha_k$  é uma VA com distribuição de Rayleigh, que representa o desvanecimento plano e lento, cuja FDP é dada em (2.7). Adicionalmente, assume-se que  $\varphi_k$  é uma VA com distribuição uniforme no intervalo  $[0, 2\pi)$ .

Assim, o sinal recebido,  $r_0(t)$ , submetido ao desvanecimento e interferência de co-canal é dado por:

$$r_0(t) = \sqrt{2}\alpha_0 a_0(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_0) + \sqrt{2}\rho\alpha_1 a_1(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi_1) + n(t) \quad (3.4)$$

onde  $\rho$  é a amplitude de interferência relativa ao sinal e  $n(t)$  é o ruído AWGN com densidade espectral de potência bilateral  $N_0/2$ .

No  $i$ -ésimo intervalo de tempo de símbolo, ou seja,  $iT_s \leq t \leq (i+1)T_s$ , ignorando o ruído e assumindo que os sinais de interesse e interferente são perfeitamente síncronos no tempo e em fase, tem-se que o sinal na saída do filtro casado, amostrado no instante  $t = (i+1)T_s$  é dado por:

$$z_{i+1,0} = \alpha_0 A_{i,0} + \rho\alpha_1 A_{i,1} \quad (3.5)$$



A potência instantânea é dada por:

$$P = (\alpha_0 A_{i,0} + \rho \alpha_1 A_{i,1})^2 \quad (3.6)$$

Portanto, a potência média é dada por:

$$\bar{P} = E [\alpha_0^2 A_{i,0}^2] + \rho^2 E [\alpha_1^2 A_{i,1}^2] + 2\rho E [\alpha_0 \alpha_1 A_{i,0} A_{i,1}] \quad (3.7)$$

A partir de (3.7), dado que  $\alpha_k$  e  $A_{i,k}$ , para  $k = 0$  ou  $1$ , são VAs independentes, é possível mostrar que a potência média é dada por:

$$\bar{P} = 2\sigma^2 P_a + 2\sigma^2 \rho^2 P_a \quad (3.8)$$

onde  $P_a = E [A_{i,0}^2] = E [A_{i,1}^2]$  é a potência média da constelação e  $E [A_{i,0}] = E [A_{i,1}] = 0$ .

De (3.8), segue que a SIR é dada por:

$$\frac{S}{I} = \frac{2\sigma^2 P_a}{2\sigma^2 \rho^2 P_a} = \frac{1}{\rho^2} \quad (3.9)$$

### 3.3 Probabilidade de Erro de Bit

Para se avaliar a PES de um esquema de modulação digital arbitrário em um canal com desvanecimento plano e lento, deve-se calcular a PES média sobre todos os valores possíveis da SNR por bit, devidos ao desvanecimento. A PES em canais AWGN pode ser escrita como a probabilidade de erro condicionada a um valor específico de SNR por bit, ou seja,  $P_s(\gamma_b)$ , onde  $\gamma_b = \alpha^2 E_b/N_0$  é uma VA que representa a SNR por bit instantânea, sendo  $E_b/N_0$  a relação entre a energia por bit e a densidade espectral de potência do ruído branco e  $\alpha$  uma VA que representa a amplitude do desvanecimento. Portanto, a PES média em canais com desvanecimento pode ser obtida descondicando a PES de canais AWGN pela FDP de  $\gamma_b$ , ou seja:

$$P_s = \int_0^\infty P_s(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b \quad (3.10)$$

onde  $p(\gamma_b)$  é a FDP de  $\gamma_b$ .

Para canais com desvanecimento plano e lento do tipo Rayleigh,  $\alpha$  é uma VA com distribuição de Rayleigh com FDP dada em (2.7). Portanto, fazendo a transformação de variáveis apropriada é possível mostrar que a FDP da VA  $\gamma_b$  é dada por [10]:

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{\gamma_b}{\Gamma}\right), \text{ para } \gamma_b \geq 0 \quad (3.11)$$

onde  $\Gamma = E[\gamma_b] = (E_b/N_0) E[\alpha^2]$  é a SNR por bit média.

Deste modo, usando (3.11) e a PES de um certo esquema de modulação em canais AWGN, a PES média em um canal com desvanecimento plano e lento pode ser avaliada por (3.10).

Finalmente, considerando mapeamento de símbolos em bits com codificação de Gray, de modo que os erros de símbolo mais prováveis resultem em apenas um erro de bit, a PEB média pode ser expressa como:

$$P_b \approx \frac{P_s}{\log_2 M} \quad (3.12)$$

onde  $\log_2 M$  é o número de bits por símbolo.

### 3.3.1 Interferência de Co-Canal

A PES para um esquema de modulação arbitrário na presença de ICC pode ser escrita como a probabilidade de erro condicionada a valores específicos da SNR por bit dos sinais de interesse e interferente, ou seja,  $P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1})$ , onde  $\gamma_{b0} = \alpha_0^2 E_b/N_0$  e  $\gamma_{b1} = \alpha_1^2 E_b/N_0$  são VAs que representam a SNR por bit instantânea dos sinais de interesse e interferente, respectivamente. As variáveis  $\alpha_0$  e  $\alpha_1$  são VAs Rayleigh independentes e identicamente distribuídas (i.i.d) de acordo com a FDP dada em (2.7). Portanto, a PES média em um canal com desvanecimento e na presença de ICC pode ser obtida pelo descondicionamento da PES em canais AWGN em relação a  $\gamma_{b0}$  e  $\gamma_{b1}$ , ou seja:

$$P_s = \int_0^\infty \int_0^\infty P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) p(\gamma_{b0}) p(\gamma_{b1}) d\gamma_{b0} d\gamma_{b1} \quad (3.13)$$

onde  $p(\gamma_{b0})$  e  $p(\gamma_{b1})$  são as FDPs de  $\gamma_{b0}$  e  $\gamma_{b1}$ , respectivamente.

Para o caso de canais com desvanecimento plano e lento Rayleigh, as funções  $p(\gamma_{b0})$  e  $p(\gamma_{b1})$  têm a forma dada em (3.11). O caso que considera a presença de ICC usando diversidade de antenas de recepção, assim como as expressões correspondentes para  $p(\gamma_{b0})$  e  $p(\gamma_{b1})$  são discutidos na subseção a seguir.

### 3.3.2 Combinador “Maximal Ratio”

Nesta técnica de combinação, as amostras de cada um dos sinais recebidos pelas  $N_a$  antenas de recepção, provenientes do usuário de interesse, nas saídas dos filtros casados, têm um ganho proporcional à sua própria SNR instantânea, quando então são somadas para obter um sinal resultante com a melhor SNR possível, como pode ser observado na Fig. 3.2. Um circuito para compensar as fases dos sinais de diversidade é requerido a fim de realizar uma soma coerente. Isto é obtido multiplicando a amostra na saída do  $i$ -ésimo filtro casado pelo fator  $\exp(-j\varphi_{i,0})$ , para  $i = 1, \dots, N_a$ ,

onde  $\varphi_{i,0}$  é a fase introduzida pelo  $i$ -ésimo canal de diversidade do usuário de interesse, sendo que a resposta ao impulso do  $i$ -ésimo canal de diversidade do  $k$ -ésimo usuário é da forma dada em (3.3), ou seja:

$$h_{i,k}(t) = h_{i,k}\delta(t), \text{ para } i = 1, \dots, N_a \text{ e } k = 0, 1 \quad (3.14)$$

onde usou-se que  $h_{i,k} = \alpha_{i,k} \exp(j\varphi_{i,k})$ , sendo que  $\alpha_{i,k}$  e  $\varphi_{i,k}$  são o ganho e a fase desse canal, respectivamente.

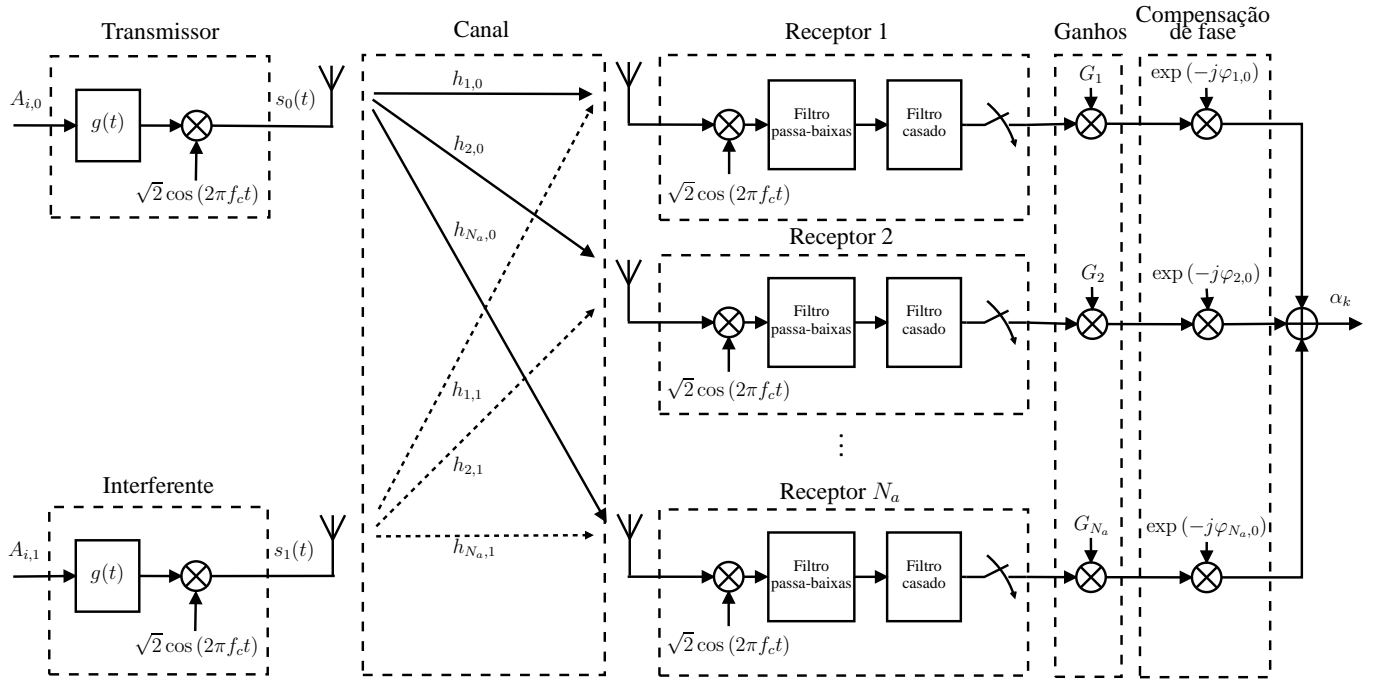


Fig. 3.2: Modelo do sistema na presença de um interferente de co-canal dominante, usando diversidade de antenas de recepção.

Para o usuário de interesse, o desvanecimento do sinal resultante é dado por:

$$\alpha_0 = \sum_{i=1}^{N_a} G_i \alpha_{i,0} = \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2 \quad (3.15)$$

onde  $\alpha_{i,0}$  é uma VA Rayleigh com FDP dada em (2.7), que representa o desvanecimento no sinal recebido pela  $i$ -ésima antena e  $G_i$  é o ganho dado a esse sinal, dado por:

$$G_i = \alpha_{i,0} \quad (3.16)$$

Além disso, assumindo que a potência média do ruído em cada antena seja a mesma com valor

igual a  $\mathcal{N}$ , a potência total do ruído na saída do combinador é dada por:

$$\mathcal{N}_T = \mathcal{N} \sum_{i=1}^{N_a} G_i^2 = \mathcal{N} \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2 \quad (3.17)$$

De (3.15) e (3.17), segue que a SNR por bit instantânea resultante, para o caso do sinal de interesse é igual a soma das SNRs por bit instantâneas de cada antena, ou seja:

$$\gamma_{b0} = \frac{\alpha_0^2}{2\mathcal{N}_T} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2\right)^2}{2\mathcal{N} \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2} = \sum_{i=1}^{N_a} \frac{\alpha_{i,0}^2}{2\mathcal{N}} = \sum_{i=1}^{N_a} \gamma_{bi,0} \quad (3.18)$$

onde usou-se que  $\gamma_{bi,0} = \alpha_{i,0}^2/2\mathcal{N}$  é uma VA que representa a SNR por bit instantânea do sinal de interesse na  $i$ -ésima antena do receptor, sendo que sua FDP para o caso de canais com desvanecimento plano e lento Rayleigh é dada em (3.11). Portanto, a FDP de  $\gamma_{b0}$ , para o caso de diversidade de antenas é a função chi-quadrado com  $2N_a$  graus de liberdade, dada por [10]:

$$p(\gamma_{b0}) = \frac{\gamma_{b0}^{N_a-1}}{\Gamma^{N_a} (N_a - 1)!} \exp\left(-\frac{\gamma_{b0}}{\Gamma}\right), \text{ para } \gamma_{b0} \geq 0 \quad (3.19)$$

onde  $\Gamma = (E_b/N_0) E[\alpha_{i,0}^2]$ , para  $i = 1, \dots, N_a$ , é a SNR por bit média do sinal de interesse na  $i$ -ésima antena, definida do mesmo modo que  $\Gamma$  em (3.11). O ganho  $G_i$ , como especificado em (3.16), garante que  $\gamma_{b0}$  seja máxima [25].

Por outro lado, para o caso do usuário interferente, o desvanecimento do sinal resultante na saída do combinador do usuário de interesse é dado por:

$$\alpha_1 = \sum_{i=1}^{N_a} G_i \alpha_{i,1} = \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0} \alpha_{i,1} \quad (3.20)$$

onde  $\alpha_{i,1}$  é uma VA Rayleigh que representa o desvanecimento do sinal interferente recebido pela  $i$ -ésima antena e  $G_i$  é o ganho definido em (3.16). Além disso, assumiu-se que os sinais de interesse e interferente recebidos em cada antena são perfeitamente síncronos em fase, o que corresponde à situação de pior caso [23].

De (3.17) e (3.20), segue que a SNR por bit instantânea na saída do combinador, para o caso do sinal interferente é dada por:

$$\gamma_{b1} = \frac{\alpha_1^2}{2\mathcal{N}_T} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0} \alpha_{i,1}\right)^2}{2\mathcal{N} \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2} \quad (3.21)$$

A FDP de  $\gamma_{b1}$  pode ser obtida como:

$$p(\gamma_{b1}) = \frac{dF(\gamma_{b1})}{d\gamma_{b1}} \quad (3.22)$$

onde  $F(\gamma_{b1})$  é a função acumulativa de probabilidade (FAP) de  $\gamma_{b1}$ , dada por [26]:

$$F(\gamma_{b1}) = \int \int \cdots \int_{D_{\gamma_{b1}}} p(\alpha_{1,0}, \alpha_{1,1}, \dots, \alpha_{N_a,0}, \alpha_{N_a,1}) d\alpha_{1,0} d\alpha_{1,1} \cdots d\alpha_{N_a,0} d\alpha_{N_a,1} \quad (3.23)$$

onde  $p(\cdot, \dots, \cdot)$  é a FDP conjunta dos desvanecimentos nos sinais de interesse e interferente recebidos em cada antena e  $D_{\gamma_{b1}}$  é o hipervolume no espaço  $2N_a$ -dimensional limitada pelos lugares geométricos definidos pela expressão dada em (3.21) e pelos eixos de cada desvanecimento.

Note que  $p(\gamma_{b1})$  não tem uma solução exata em forma fechada. Além disso, o custo computacional requerido para sua avaliação numérica aumenta proporcionalmente com o valor de  $N_a$ . No entanto é possível encontrar um limitante superior para o valor de  $\gamma_{b1}$ . A partir da desigualdade de Schwarz, tem-se que:

$$\left( \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0} \alpha_{i,1} \right)^2 \leq \left( \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2 \right) \left( \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,1}^2 \right) \quad (3.24)$$

De (3.21) e (3.24), segue que:

$$\gamma_{b1} = \frac{\left( \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0} \alpha_{i,1} \right)^2}{2\mathcal{N} \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2} \leq \frac{\left( \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2 \right) \left( \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,1}^2 \right)}{2\mathcal{N} \sum_{i=1}^{N_a} \alpha_{i,0}^2} = \sum_{i=1}^{N_a} \frac{\alpha_{i,1}^2}{2\mathcal{N}} \quad (3.25)$$

Note que o lado direito da desigualdade em (3.25) é equivalente à expressão da SNR por bit do sinal interferente na saída do combinador quando esta é máxima, como em (3.18), para o caso do sinal de interesse. O que corresponde à condição de pior caso, já que a interferência também é maximizada. Portanto, o limitante superior de  $\gamma_{b1}$  pode ser definido como:

$$\gamma_{b1} \leq \gamma_{b0} = \sum_{i=1}^{N_a} \gamma_{bi,0} \quad (3.26)$$

Assumindo que  $\gamma_{b1} = \gamma_{b0}$ , tem-se que a sua FDP é dada em (3.19). Logo, o valor médio do limitante superior de  $\gamma_{b1}$  é dado por:

$$\Gamma_{b1} = E \left[ \sum_{i=1}^{N_a} \gamma_{bi,0} \right] = \sum_{i=1}^{N_a} E[\gamma_{bi,0}] = \sum_{i=1}^{N_a} \Gamma = N_a \Gamma \quad (3.27)$$

Portanto, a PES de um certo esquema de modulação em um canal com desvanecimento plano e

lento Rayleigh, na presença de ICC e usando diversidade de antenas de recepção pode ser avaliada, primeiro obtendo  $P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1})$  como em (3.13) e então substituindo (3.19) por  $p(\gamma_{b0})$  e  $p(\gamma_{b1})$ . Como antes mencionado, os resultados assim obtidos corresponderiam à situação de pior caso, já que a SNR por bit do sinal interferente também é maximizada. No entanto, o efeito aleatório do sinal interferente pode ser substituído pelo seu valor médio, fornecendo assim uma boa aproximação [27]. Segue que a PES em um canal com desvanecimento plano e lento Rayleigh, na presença de ICC e usando diversidade de antenas de recepção pode ser avaliada como:

$$P_s \approx \int_0^\infty P_s(\gamma_{b0}, \Gamma_{b1}) p(\gamma_{b0}) d\gamma_{b0} \quad (3.28)$$

onde  $P_s(\gamma_{b0}, \Gamma_{b1})$  é a PES do esquema de modulação acima referido para canais AWGN, condicionada à SNR por bit instantânea do sinal de interesse e ao valor médio do limitante superior da SNR por bit instantânea do sinal interferente, ambos na saída do combinador, ou seja,  $\gamma_{b0}$  e  $\Gamma_{b1}$ , respectivamente, e  $p(\gamma_{b0})$  é a FDP de  $\gamma_{b0}$  para o caso de diversidade de antenas, dada em (3.19). Finalmente, assumindo mapeamento de símbolos em bits com codificação de Gray, a PEB é determinada como em (3.12).

Note que em (3.28) é obtido um ganho significativo no custo computacional, que é reduzido com a avaliação numérica de apenas uma integral, dado que a solução de (3.13) implica na avaliação numérica de uma integral múltipla, da ordem de  $2N_a$  para a expressão exata da FDP de  $\gamma_{b1}$  em (3.22), ou de uma integral dupla para a FDP do limitante superior de  $\gamma_{b1}$  em (3.19).

Nas subseções seguintes serão obtidas as expressões de  $P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1})$  correspondentes aos esquemas  $M$ -PAM, para depois obter as expressões equivalentes para a modulação  $M$ -QAM. De acordo com (3.28), as variáveis  $\gamma_{b0}$  e  $\gamma_{b1}$  são definidas de maneira geral, ou seja, para os casos sem e com diversidade de antenas ( $N_a = 1$  ou  $N_a > 1$ ) e são dadas em (3.18) e (3.27), respectivamente. Logo, a PEB pode ser determinada como descrito anteriormente.

### 3.3.3 Probabilidade de Erro de Símbolo para $M$ -PAM

Os sinais  $M$ -PAM podem ser representados geometricamente a partir de  $M = 2^b$  pontos de uma constelação unidimensional, sendo  $b$  o número de bits por símbolo. Em (3.2),  $A_{i,k} = (2m - 1 - M)A$ , para  $1 \leq m \leq M$ , representa uma das  $M$  possíveis amplitudes, onde  $2A$  é a distância euclidiana mínima entre dois pontos da constelação, sendo que  $A$  é dado por [28]:

$$A = \sqrt{\frac{6P_a}{M^2 - 1}} = \sqrt{\frac{6}{M^2 - 1} \frac{E_b}{T_b}} \quad (3.29)$$

onde usou-se que  $P_a = E_b/T_b$  é a potência média da constelação, definida em (3.8), sendo que  $E_b$  é a energia por bit e  $T_b$  é o intervalo de tempo de bit.

### Probabilidade de Erro de Símbolo para 2-PAM

Considere o alfabeto 2-PAM  $\mathcal{A} = \{\pm A\}$ . A probabilidade de erro independe do símbolo transmitido. Assumindo que o símbolo transmitido pelo usuário de interesse no  $i$ -ésimo intervalo de tempo de símbolo é  $A_{i,0} = A$ , a PES do esquema 2-PAM para o caso de canais AWGN e sem ICC é dada pela área sombreada abaixo da curva em linha cheia da Fig. 3.3, que representa a FDP do sinal  $z_{i+1,0}$ , dado em (3.5), considerando o ruído, ou seja:

$$P_s = P_s(\pm A) = Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (3.30)$$

onde  $Q(\cdot)$  é a função  $Q$ , definida como  $Q(x) = (1/2\pi) \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$ . Além disso, usou-se que  $A = \sqrt{2E_b/T_b}$ , obtido de (3.29) para  $M = 2$ , e

$$\sigma = \sqrt{N_0 B} = \sqrt{\frac{N_0}{T_b \log_2 M}} \quad (3.31)$$

que é o desvio padrão do ruído AWGN,  $n(t)$ , como especificado em (3.4), sendo que, de acordo com o critério de Nyquist, a largura de banda do sinal transmitido passa-faixa,  $B$ , está relacionada com o intervalo de tempo de bit através de:

$$B = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{T_b \log_2 M} \quad (3.32)$$

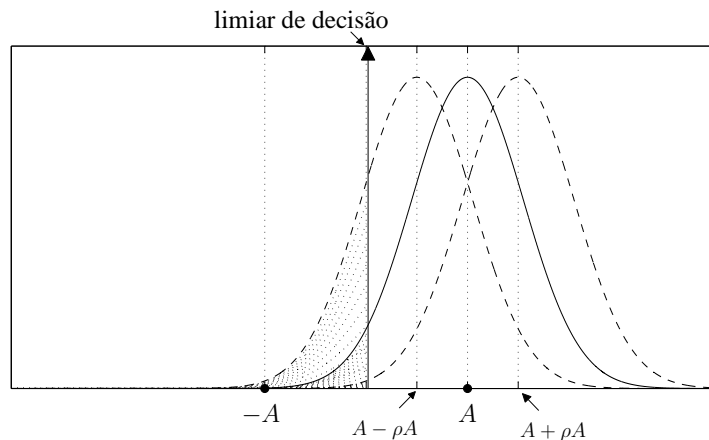


Fig. 3.3: Constelação de um sinal 2-PAM sem e com interferência.

Para um interferente, a PES em canais AWGN pode ser calculada como a soma ponderada das áreas sombreadas abaixo das curvas tracejadas da Fig. 3.3, ou seja:

$$\begin{aligned}
P_s &= P_s(\pm A) \\
&= \frac{1}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma} - \frac{\rho A}{\sigma}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma} + \frac{\rho A}{\sigma}\right) \\
&= \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} - \rho\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} + \rho\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)
\end{aligned} \tag{3.33}$$

onde  $\rho$  é dado em (3.9) e usou-se que  $A = \sqrt{2E_b/T_b}$  e  $\sigma = \sqrt{N_0/T_b}$ , definidos do mesmo modo que  $A$  e  $\sigma$  em (3.30).

Portanto, a PES condicionada ao conhecimento da SNR por bit instantânea dos sinais de interesse e interferente é dada por:

$$P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) = \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{2\gamma_{b0}} - \rho\sqrt{2\gamma_{b1}}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{2\gamma_{b0}} + \rho\sqrt{2\gamma_{b1}}\right) \tag{3.34}$$

### Probabilidade de Erro de Símbolo para 4-PAM

Considere o alfabeto 4-PAM  $\mathcal{A} = \{\pm A, \pm 3A\}$ . A PES para o esquema de modulação 4-PAM em canais AWGN e sem ICC é dada por [28]:

$$P_s = \frac{3}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) = \frac{3}{2}Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right) \tag{3.35}$$

onde usou-se que  $A = \sqrt{2E_b/5T_b}$  e  $\sigma = \sqrt{N_0/2T_b}$ , obtidos de (3.29) e (3.31), respectivamente, para  $M = 4$ .

Para um interferente, assumindo que o símbolo transmitido pelo usuário de interesse é interno à constelação, ou seja,  $A_{i,0} = \pm A$ , segue que a PES é dada pela soma ponderada das áreas sombreadas da Fig. 3.4, isto é:

$$\begin{aligned}
P_s(\pm A) &= \frac{1}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma} - \frac{3\rho A}{\sigma}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma} - \frac{\rho A}{\sigma}\right) \\
&\quad + \frac{1}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma} + \frac{\rho A}{\sigma}\right) + \frac{1}{2}Q\left(\frac{A}{\sigma} + \frac{3\rho A}{\sigma}\right)
\end{aligned} \tag{3.36}$$

De maneira similar, se o símbolo transmitido é externo à constelação, ou seja, se  $A_{i,0} = \pm 3A$ , da Fig. 3.5 tem-se que a PES é dada por:



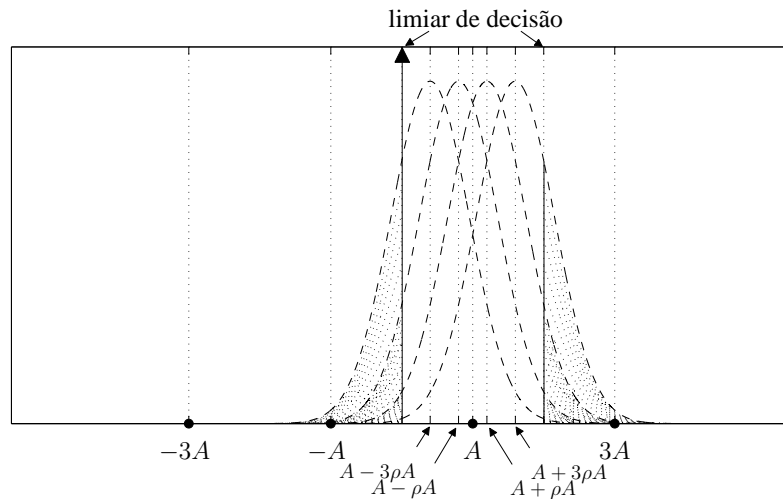


Fig. 3.4: Símbolo interno da constelação de um sinal 4-PAM sem e com interferência.

$$\begin{aligned}
 P_s(\pm 3A) &= \frac{1}{4}Q\left(\frac{A}{\sigma} - \frac{3\rho A}{\sigma}\right) + \frac{1}{4}Q\left(\frac{A}{\sigma} - \frac{\rho A}{\sigma}\right) \\
 &\quad + \frac{1}{4}Q\left(\frac{A}{\sigma} + \frac{\rho A}{\sigma}\right) + \frac{1}{4}Q\left(\frac{A}{\sigma} + \frac{3\rho A}{\sigma}\right)
 \end{aligned} \tag{3.37}$$

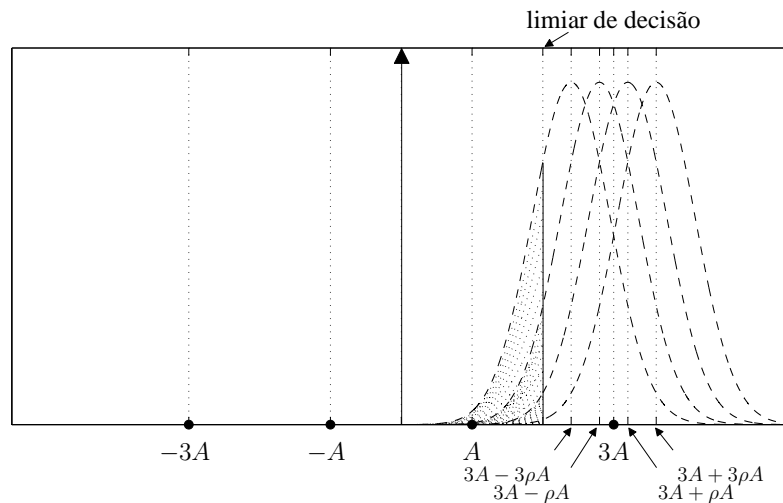


Fig. 3.5: Símbolo externo da constelação de um sinal 4-PAM sem e com interferência.

Assumindo que os símbolos são igualmente prováveis, a probabilidade de erro total é dada por:

$$\begin{aligned}
P_s &= \frac{1}{2}P_s(\pm A) + \frac{1}{2}P_s(\pm 3A) \\
&= \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} - 3\rho\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right) + \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} - \rho\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right) \\
&\quad + \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} + \rho\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right) + \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}} + 3\rho\sqrt{\frac{4E_b}{5N_0}}\right)
\end{aligned} \tag{3.38}$$

onde usou-se que  $A = \sqrt{2E_b/5T_b}$  e  $\sigma = \sqrt{N_0/2T_b}$ , definidos do mesmo modo que  $A$  e  $\sigma$  em (3.35).

Portanto, a PES do esquema 4-PAM, condicionada ao conhecimento da SNR por bit instantânea dos sinais de interesse e interferente é dada por:

$$\begin{aligned}
P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) &= \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_{b0}}{5}} - 3\rho\sqrt{\frac{4\gamma_{b1}}{5}}\right) + \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_{b0}}{5}} - \rho\sqrt{\frac{4\gamma_{b1}}{5}}\right) \\
&\quad + \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_{b0}}{5}} + \rho\sqrt{\frac{4\gamma_{b1}}{5}}\right) + \frac{3}{8}Q\left(\sqrt{\frac{4\gamma_{b0}}{5}} + 3\rho\sqrt{\frac{4\gamma_{b1}}{5}}\right)
\end{aligned}$$

### Generalização da PES para $M$ -PAM

Para o esquema de modulação  $M$ -PAM, a PES em um canal AWGN e sem ICC é dada por [28]:

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M}Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) = \frac{2(M-1)}{M}Q\left(\sqrt{\frac{6\log_2 M E_b}{M^2-1 N_0}}\right) \tag{3.39}$$

Para um interferente, pode-se escrever a PES, dado que o símbolo transmitido pelo usuário de interesse é interno à constelação  $M$ -PAM, como:

$$P_s(\text{int}) = \frac{2}{M} \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q\left(\frac{A}{\sigma} - (2m+1)(1-2k)\rho\frac{A}{\sigma}\right) \tag{3.40}$$

Entretanto, se o símbolo transmitido é externo à constelação  $M$ -PAM, a PES é dada por:

$$P_s(\text{ext}) = \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q\left(\frac{A}{\sigma} - (2m+1)(1-2k)\rho\frac{A}{\sigma}\right) \tag{3.41}$$

Assumindo que os símbolos são igualmente prováveis, a probabilidade de erro total é dada por:

$$\begin{aligned}
P_s &= \frac{M-2}{M} P_s(\text{int}) + \frac{2}{M} P_s(\text{ext}) \\
&= \frac{2(M-1)}{M^2} \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q \left( [1 - (2m+1)(1-2k)\rho] \sqrt{\frac{6 \log_2 M E_b}{M^2 - 1 N_0}} \right) \quad (3.42)
\end{aligned}$$

onde usou-se que  $A$  e  $\sigma$  são definidos em (3.29) e (3.31), respectivamente.

Portanto, a PES do esquema  $M$ -PAM, condicionada ao conhecimento da SNR por bit instantânea dos sinais de interesse e interferente é dada por:

$$P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) = \frac{2(M-1)}{M^2} \sum_{m=0}^{\frac{M}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q \left( [\sqrt{\gamma_{b0}} - (2m+1)(1-2k)\rho\sqrt{\gamma_{b1}}] \sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1}} \right) \quad (3.43)$$

### 3.3.4 Probabilidade de Erro de Símbolo para $M$ -QAM

Os esquemas  $M$ -QAM podem ser obtidos a partir do produto cartesiano de dois sinais  $\sqrt{M}$ -PAM [28]. Portanto, a PES dos esquemas  $M$ -QAM pode ser escrita como:

$$P_s(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) = 1 - (1 - P_{s,\sqrt{M}}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}))^2 \quad (3.44)$$

onde  $P_{s,\sqrt{M}}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1})$  é a PES de um sinal  $\sqrt{M}$ -PAM em canais AWGN, condicionada à SNR por bit instantânea dos sinais de interesse e interferente, dada por:

$$P_{s,\sqrt{M}}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) = \frac{2(\sqrt{M}-1)}{M} \sum_{m=0}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q \left( [\sqrt{\gamma_{b0}} - (2m+1)(1-2k)\rho\sqrt{\gamma_{b1}}] \sqrt{\frac{3 \log_2 M}{M-1}} \right) \quad (3.45)$$

## 3.4 Resultados

Nesta seção apresentamos algumas curvas da PEB média, correspondentes às expressões analíticas obtidas na seção anterior. As mesmas ilustram os efeitos da ICC e da diversidade de antenas no desempenho dos esquemas de modulação  $M$ -QAM em canais com desvanecimento Rayleigh. A validação dessas expressões foi realizada mediante comparação com simulações de Monte Carlo.

A Fig. 3.6 apresenta a PEB média para o esquema de modulação QPSK em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para valores da SIR = 0, 10, 20, 30, 40,  $\infty$  dB. O caso em que

a SIR é infinita corresponde à PEB em um ambiente unicamente com desvanecimento Rayleigh, sem interferência. Entretanto, para valores da SIR no intervalo de 0 a 40 dB, observa-se uma degradação significativa na PEB devido ao efeito da ICC. A PEB apresenta patamares independentemente de qualquer aumento na relação  $E_b/N_0$ , mesmo para valores elevados da SIR. Note que a cada década de aumento no valor da SIR, a PEB diminui aproximadamente em uma década. Note ainda que para valores da SIR abaixo de 30 dB, a PEB é elevada, maior do que  $10^{-3}$ .

As Fig. 3.7 e 3.8 apresentam a PEB média para os esquemas 16-QAM e 64-QAM, respectivamente, em função da relação  $E_b/N_0$ . O comportamento das curvas e as conclusões são muito semelhantes àquelas obtidas para o esquema QPSK. Observa-se que conforme se aumenta o tamanho do alfabeto  $M$ , o esquema de modulação é mais suscetível aos efeitos da interferência, precisando de uma SIR mais elevada para obter mesmo desempenho.

A Fig. 3.9 apresenta a PEB para o esquema QPSK em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para uma SIR = 10 dB e usando a técnica MRC para as ordens de diversidade  $N_a = 1, 2, 4, 6, 8$ . Note que conforme a ordem de diversidade é aumentada, existe uma melhoria notável no desempenho da PEB. No entanto, para garantir uma PEB média menor que  $10^{-4}$  é necessária a utilização de uma ordem de diversidade  $N_a > 4$ . Por outro lado, para o mesmo valor da PEB com diversidades  $N_a = 6$  e 8, o desempenho é superior ao caso que considera apenas desvanecimento, sem interferência, apresentado na Fig. 3.6 para SIR =  $\infty$  dB. Observe que os ganhos na relação  $E_b/N_0$  para uma PEB de  $10^{-4}$  são de aproximadamente 20 dB para  $N_a = 6$  e 25 dB para  $N_a = 8$ , ambos em relação ao caso antes referido.

As Fig. 3.10 e 3.11 apresentam as curvas correspondentes da PEB para os esquemas 16-QAM e 64-QAM, respectivamente, em função da relação  $E_b/N_0$  e da ordem de diversidade. O comportamento é análogo ao do esquema QPSK.

## 3.5 Conclusões

Neste capítulo foram obtidas expressões analíticas da PEB média para os esquemas de modulação  $M$ -PAM e  $M$ -QAM em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente de co-canal, para o caso de canais com desvanecimento plano e lento do tipo Rayleigh, usando diversidade de antenas. A ICC causa uma degradação notável no desempenho dos sistemas digitais em canais com desvanecimento, apresentando patamares nas curvas da PEB, mesmo para valores elevados da SIR e independentemente de um aumento na relação  $E_b/N_0$ . Conforme se aumenta a ordem do esquema de modulação, observa-se que a mesma é mais suscetível à ICC. Portanto, é indispensável a utilização de técnicas de diversidade para mitigar esses efeitos. As expressões apresentadas neste capítulo constituem uma ferramenta importante para a avaliação correta do desempenho de sistemas digitais

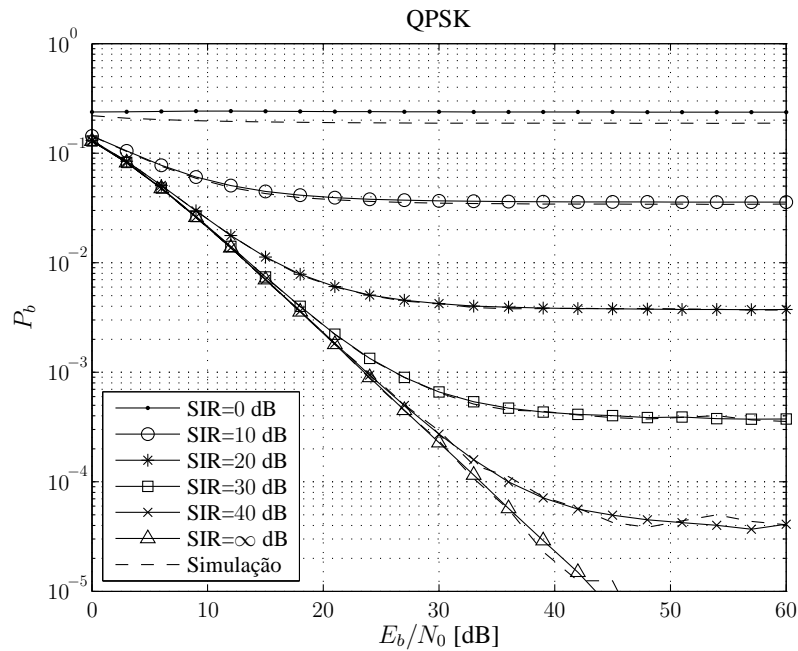


Fig. 3.6: PEB para o esquema de modulação QPSK em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para diferentes valores da SIR.

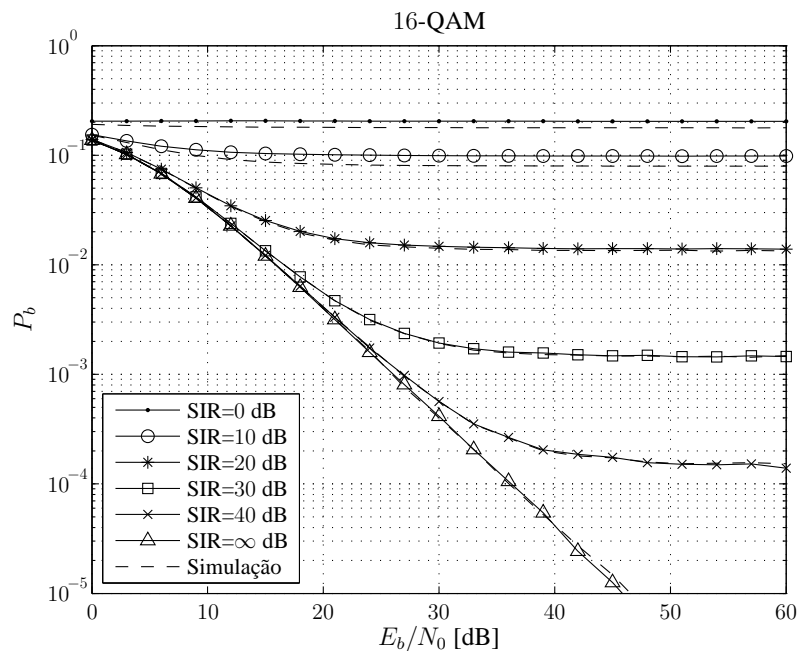


Fig. 3.7: PEB para o esquema de modulação 16-QAM em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para diferentes valores da SIR.

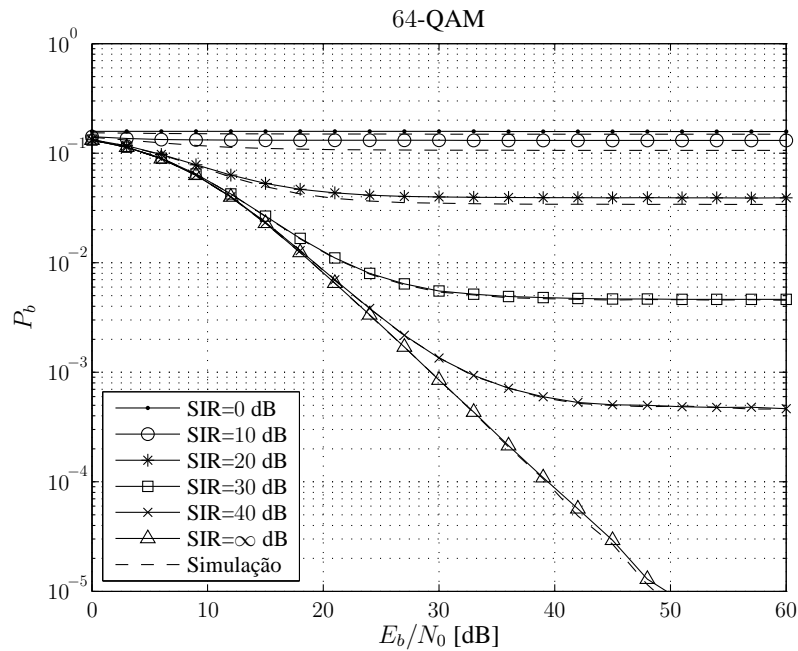


Fig. 3.8: PEB para o esquema de modulação 64-QAM em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente, para diferentes valores da SIR.

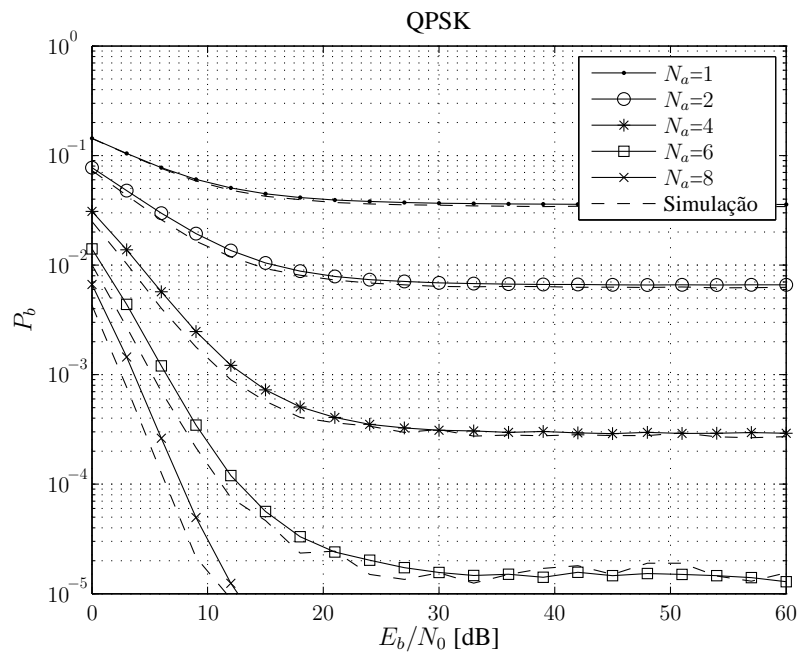


Fig. 3.9: PEB para o esquema de modulação QPSK em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente para uma SIR = 10 dB, usando MRC com ordem de diversidade  $N_a$ .

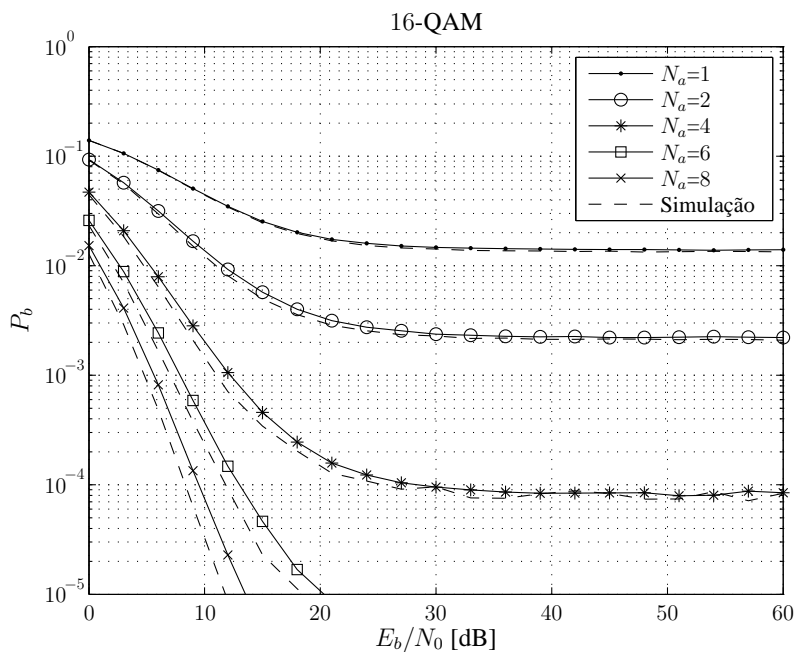


Fig. 3.10: PEB para o esquema de modulação 16-QAM em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente para uma  $SIR = 20$  dB, usando MRC com ordem de diversidade  $N_a$ .

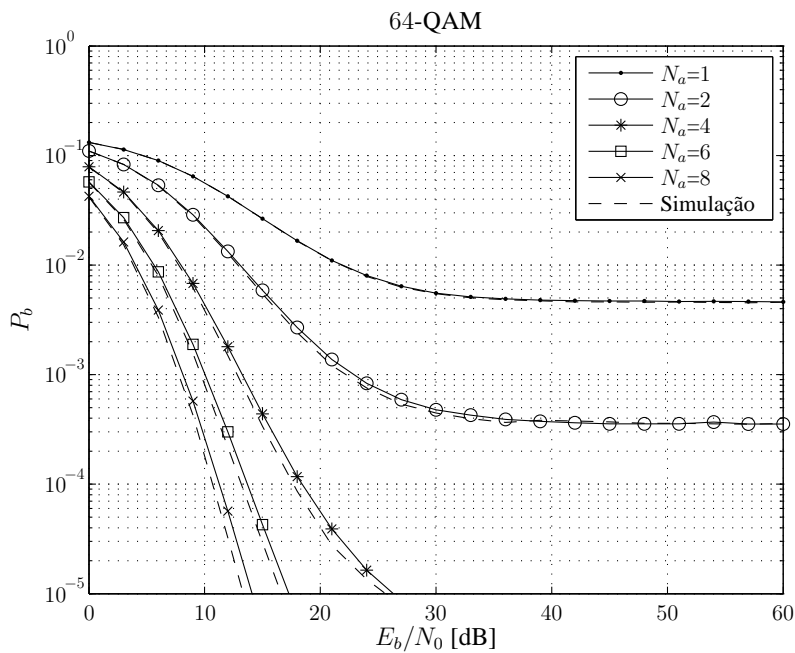


Fig. 3.11: PEB para o esquema de modulação 64-QAM em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente para uma  $SIR = 30$  dB, usando MRC com ordem de diversidade  $N_a$ .

celulares, pois a ICC mostrou ser um limitante crítico para o seu funcionamento. A formulação proposta para o cálculo da PEB média, na qual substitui-se o efeito aleatório do sinal interferente pela média de seu limitante superior, mostrou ser uma boa aproximação, obtendo assim um ganho significativo no custo computacional em relação às formulações exatas.



# Capítulo 4

## Eficiência Espectral Média do Enlace Reverso de Redes Celulares

### 4.1 Introdução

Um dos principais desafios dos sistemas de comunicações sem fio tem sua origem na escassez de recursos no espectro de radiofrequências. Os órgãos reguladores de telecomunicações ao redor do mundo têm alocado apenas uma quantidade pequena de espectro para uso comercial. A necessidade de acomodar um número crescente de usuários e oferecer serviços que demandam cada vez mais largura de banda, usando um espectro limitado, coloca em evidência a importância de encontrar soluções para usar eficientemente o espectro. A eficiência espectral é uma das métricas mais importantes usadas para quantificar o desempenho de um sistema. Além disso, deve-se ressaltar que a capacidade e eficiência espectral não podem ser dissociadas da necessidade de proporcionar uma cobertura adequada na célula. Se o objetivo fosse exclusivamente obter uma alta eficiência espectral ou capacidade, uma forma de conseguir isso seria diminuir o raio da célula ou colocar mais ERBs por unidade de área. O que é uma maneira custosa de se melhorar a capacidade. Portanto, é importante olhar para a eficiência espectral de forma mais ampla para incluir a noção do raio de cobertura. Neste contexto, a análise da eficiência espectral de uma rede celular é fundamental para se otimizar o aproveitamento da banda com cobertura na célula, que é uma das principais limitações no planejamento de um sistema celular.

### 4.2 Modelo de um Sistema de Comunicações Celular

Considere um sistema de comunicações celular sem fio como mostrado na Fig. 4.1, onde cada célula tem uma ERB em seu centro. Note que só o primeiro anel de 6 co-células é considerado, já

que este anel produz quase 100% de toda a ICC. A distância  $D$  entre a ERB da célula central e as ERBs das co-células é dada por (2.1), sendo que o fator de reuso de frequência,  $N$ , pode assumir os valores de 1, 3, 4 ou 7. O cenário considerado consiste de um ambiente com perda de propagação exponencial, desvanecimento plano e lento Rayleigh e ICC aditiva. O estudo é focado no enlace reverso da rede celular, sendo que o sinal de interesse,  $s_0(t)$ , gerado pelo usuário  $u_0$  da célula central é corrompido por 6 sinais interferentes,  $s_k(t)$ , para  $k = 1, \dots, 6$ , cada um proveniente de um usuário  $u_k$  em cada uma das co-células do primeiro anel.

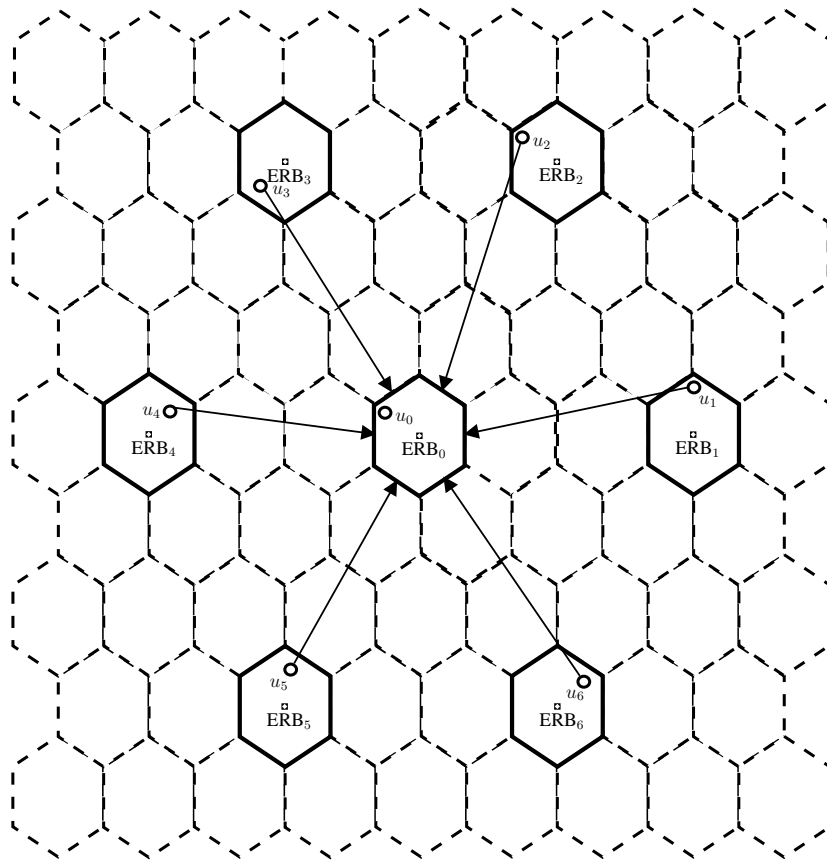


Fig. 4.1: Rede celular mostrando a célula central e o primeiro anel de 6 células interferentes de co-canal.

### 4.2.1 Distribuição Espacial dos Usuários

Considere células na forma de um anel, onde a distância dos usuários até o centro da célula é dada por  $r$ , onde  $R_0 \leq r \leq R$ , sendo  $R$  o raio da célula e  $R_0$  o raio interno. O motivo de se escolher o formato de anel é para garantir que haja convergência no valor médio da potência recebida. A posição angular dos usuários é dada por  $\phi$ , onde  $0 \leq \phi \leq 2\pi$ . Assume-se uma distribuição uniforme em área

dos usuários dentro de cada célula, tal que as FDPs das VAs independentes  $r$  e  $\phi$ , são respectivamente dadas por:

$$p(r) = \frac{2r}{R^2 - R_0^2}, \text{ para } R_0 \leq r \leq R \quad (4.1)$$

e

$$p(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \text{ para } 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (4.2)$$

Considere o usuário de interesse  $u_0$ , localizado na posição  $(r_0, \phi_0)$  de um sistema de coordenadas polares com centro na  $ERB_0$ . Embora, a variável  $r_0$  seja representada por uma variável contínua, na análise posterior  $r_0$  será considerada como uma variável discreta que varia de  $R_0$  a  $R$  em intervalos de  $\Delta r = 100$  m.

Considere também um usuário interferente  $u_k$  na posição  $(r_k, \phi_k)$  em relação à  $ERB_k$ , como mostrado na Fig. 4.2. Com o objetivo de se avaliar a potência da interferência, a distância entre o  $k$ -ésimo usuário interferente e a  $ERB_0$  é dada por:

$$d_k = \sqrt{(D + r_k \cos \phi_k)^2 + (r_k \sin \phi_k)^2} \quad (4.3)$$

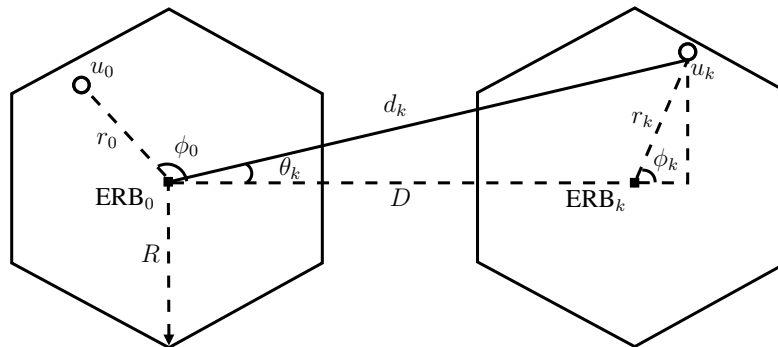


Fig. 4.2: Distância entre o  $k$ -ésimo interferente e a  $ERB_0$ .

### 4.2.2 Modelo de Propagação e Interferência

De acordo com o modelo de perda de propagação exponencial, a potência recebida pela  $ERB_0$  do sinal transmitido pelo usuário interferente  $u_k$ , para  $k = 1, \dots, 6$ , é dada por:

$$P_{r,k} = P_{t,k} d_k^{-\beta} \alpha_k^2 \quad (4.4)$$

onde  $P_{t,k}$  é a potência de transmissão do usuário  $u_k$ ,  $\beta$  é o expoente de perda de percurso,  $d_k$  é a

distância entre o usuário  $u_k$  e a ERB<sub>0</sub>, dada por (4.3), e  $\alpha_k$  é uma VA Rayleigh que representa o desvanecimento plano e lento, cuja FDP é dada em (2.7). Para o usuário de interesse,  $P_{t,k} = P_{t,0}$ ,  $d_k = r_0$  e  $\alpha_k = \alpha_0$ .

Usando (4.4), a SIR na ERB<sub>0</sub> pode ser obtida como:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{t,0} r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{k=1}^6 P_{t,k} d_k^{-\beta} \alpha_k^2} \quad (4.5)$$

A SIR média em função da distância do usuário de interesse à ERB<sub>0</sub>,  $r_0$ , é dada por:

$$\begin{aligned} \frac{\overline{S}}{\overline{I}} = & \int \int \dots \int_{\alpha_6, \phi_6, r_6, \dots, \alpha_1, \phi_1, r_1, \alpha_0} \frac{P_{t,0} r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{k=1}^6 P_{t,k} d_k^{-\beta} \alpha_k^2} \\ & \times p(\alpha_0) \prod_{k=1}^6 p(r_k) p(\phi_k) p(\alpha_k) d\alpha_0 dr_1 d\phi_1 d\alpha_1 \dots dr_6 d\phi_6 d\alpha_6 \end{aligned} \quad (4.6)$$

onde usamos que as VAs  $r_k$  e  $\phi_k$  são independentes.

### 4.2.3 Arranjo de Antenas

O arranjo de antenas é uma técnica que permite eliminar parte da ICC e, conseqüentemente melhorar o desempenho de um sistema celular. Neste caso é necessário determinar a posição angular  $\theta_k$  do usuário interferente  $u_k$  em relação à ERB<sub>0</sub>, cujo valor pode ser obtido como (vide Fig. 4.2):

$$\theta_k = \arctan \left( \frac{r_k \sin \phi_k}{D + r_k \cos \phi_k} \right) + (k-1) \frac{\pi}{3}, \text{ para } k = 1, \dots, 6 \quad (4.7)$$

O fator de redução da potência de interferência recebida pela ERB<sub>0</sub>, devido ao usuário  $u_k$  na posição  $\theta_k$  é dada por [29]:

$$\eta_k = \left[ \frac{1 \sin \left( \frac{N_a \psi_k}{2} \right)}{N_a \sin \left( \frac{\psi_k}{2} \right)} \right]^2, \text{ para } k = 1, \dots, 6 \quad (4.8)$$

onde

$$\psi_k = \pi [\cos \theta_0 - \cos \theta_k], \text{ para } k = 1, \dots, 6 \quad (4.9)$$

onde considerou-se um arranjo linear de antenas separadas de  $\lambda/2$ , sendo  $\lambda$  o comprimento de onda. Para o usuário de interesse,  $\theta_0 = \phi_0$ . Dessa forma, para uma rede que utiliza arranjos de antenas nas ERBs, a SIR média pode ser obtida como:

$$\begin{aligned} \frac{\bar{S}}{I} = & \int \int \cdots \int_{\alpha_6, \phi_6, r_6, \dots, \alpha_1, \phi_1, r_1, \alpha_0, \theta_0} \frac{P_{t,0} \eta_0 r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{k=1}^6 P_{t,k} \eta_k d_k^{-\beta} \alpha_k^2} \\ & \times p(\theta_0) p(\alpha_0) \prod_{k=1}^6 p(r_k) p(\phi_k) p(\alpha_k) d\theta_0 d\alpha_0 dr_1 d\phi_1 d\alpha_1 \cdots dr_6 d\phi_6 d\alpha_6 \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde  $\eta_k$  é dada em (4.8). Para o usuário de interesse é possível mostrar que  $\eta_0 = 1$ , a partir de (4.8) e (4.9), para  $k = 0$ . Adicionalmente,  $p(\theta_0) = 1/2\pi$  é a FDP da posição angular do usuário de interesse na célula central, pois assumiu-se uniforme.

#### 4.2.4 Probabilidade de Erro de Bit

A expressão da PEB média, obtida no capítulo 3, para esquemas de modulação  $M$ -QAM em função da relação  $E_b/N_0$ , na presença de um interferente de co-canal dominante e para canais com desvanecimento Rayleigh será uma ferramenta importante na presente análise de avaliação do desempenho do enlace reverso de redes celulares em termos da eficiência espectral. Como antes mencionando, a razão para se esperar que essa expressão seja uma boa aproximação é que embora possam existir vários interferentes na rede celular, geralmente um deles predomina sobre todos os outros [23, 24]. Isto pode ser explicado devido a que mesmo para os interferentes mais próximos do usuário de interesse, uma pequena variação na distância  $d_k$ , pode fazer com que a potência recebida pela  $ERB_0$  varie significativamente, considerando o modelo de perda de propagação exponencial dado em (4.4), para valores do expoente de perda de percurso  $\beta > 4$ , em ambientes urbanos.

Para um sistema passa-faixa, usando (4.4) é possível mostrar que a relação entre a energia por bit e a densidade espectral de potência unilateral do ruído branco é dada por:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{r,0} T_b}{N_0} = \frac{P_{t,0} r_0^{-\beta}}{N_0 R_b} \quad (4.11)$$

onde  $R_b = 1/T_b$  é a taxa de bit por usuário.

#### 4.2.5 Eficiência Espectral

A eficiência espectral por célula é definida como a relação entre a taxa de bits total da célula (vazão) e a largura de banda total do sistema,  $B$ . A eficiência espectral por usuário é dada pela relação entre a taxa de bits por usuário,  $R_b$ , e a largura de banda total,  $B$ . De acordo com o critério de Nyquist, a taxa de bits está relacionada com a largura de banda através de  $R_b = B_u \log_2 M(r_0)$ , onde

$B_u$  é a largura de banda por usuário e  $M(r_0)$  é a ordem da modulação empregada em função da distância do usuário de interesse até a ERB<sub>0</sub>. Portanto, assumindo que os usuários estão uniformemente distribuídos em área no interior da célula, a eficiência espectral média pode ser obtida como:

$$\xi_u = \int_{R_0}^R \frac{B_u \log_2 M(r_0)}{B} p(r_0) dr_0 \quad (4.12)$$

Assumindo que o número de usuários na célula central, usando mesma largura de banda, é  $N_u$ , a eficiência espectral média do sistema é dada por:

$$\xi = N_u \int_{R_0}^R \frac{B_u \log_2 M(r_0)}{B} p(r_0) dr_0 \quad (4.13)$$

Para um certo fator de reuso  $N$ , a largura de banda disponível para uma célula é dada por  $B/N$ . Assumindo que existe um número suficiente de usuários na célula, ocupando toda essa largura de banda disponível, tem-se que  $N_u B_u = B/N$ . Deste modo, a expressão da eficiência espectral média em (4.13) pode ser expressa como:

$$\xi = \frac{1}{N} \int_{R_0}^R \log_2 M(r_0) p(r_0) dr_0 \quad (4.14)$$

### 4.3 Metodologia

A avaliação do desempenho de um sistema celular foi obtida utilizando-se os parâmetros listados na Tab. 4.1. Primeiro foram obtidos valores médios da SIR a partir de (4.10), para cada fator de reuso de frequência, para um certo número de antenas de recepção na ERB,  $N_a$ , e distintas posições do usuário de interesse, em intervalos de  $\Delta r_0 = 100$  m. Posteriormente, usando a expressão da PEB, obtida no capítulo 3, para  $P_b = P_{b,\max}$  e a correspondente ordem de diversidade,  $N_a$ , calculou-se a relação  $E_b/N_0$  requerida para cada esquema de modulação. No capítulo 3, mostrou-se que o excesso de interferência pode fazer com que uma certa modulação não possa ser utilizada devido à presença de patamares nas curvas da PEB. Assim, considerando que a condição de  $P_{b,\max}$  seja satisfeita, determinou-se o raio de cobertura de cada esquema de modulação, mais propriamente,  $M(r_0)$ .

Note que em (4.10), levou-se em consideração o efeito da potência transmitida proveniente de cada um dos 6 interferentes de co-canal, embora na expressão da PEB assumiu-se a presença de apenas um interferente dominante. Isto justifica-se na presente análise considerando que a potência de interferência total dos 6 interferentes pode ser vista como a potência de apenas um interferente. Por outro lado, observe que a solução de (4.10) implica em um custo computacional elevado, posto que é requerida a avaliação numérica de uma integral múltipla da ordem de  $3k + 2$ , para  $k = 6$ .

Mesmo sob a consideração de um interferente dominante, ou seja, para  $k = 1$ , a avaliação numérica de 5 integrais seria requerida.

Geometria da célula	Circular
Raio interno da célula	$R_0 = 100$ m
Raio da célula	$R = 1000$ m
Largura de banda do sistema	$B = 10$ MHz
Largura de banda por usuário	$B_u = 10$ kHz
Expoente de perda de percurso	$\beta = 4$
Padrão da antena da ERB	Omnidirecional
Densidade espectral de potência do ruído	$N_0 = -174$ dBm/Hz
Potência de transmissão máxima do móvel	$P_{t,\max} = 0,5$ W
Taxa de bits por usuário mínima	$R_{b,\min} = 10$ kb/s
Probabilidade de erro de bit máxima	$P_{b,\max} = 10^{-4}$

Tab. 4.1: Parâmetros do sistema.

Considerou-se ainda, sistemas que utilizam as seguintes políticas de transmissão: sistemas sem controle de potência e sistemas com controle de potência.

### 4.3.1 Sistemas sem Controle de Potência

Neste caso, assume-se que todos os usuários transmitem com mesma potência. O parâmetro de interesse é a taxa de bits por usuário,  $R_b$ , obtida a partir de (4.11) para cada posição  $r_0$  e para cada ordem de modulação  $M$ , considerando os valores da potência transmitida  $P_{t,0} = 5 \times 10^{-1}, 5 \times 10^{-2}, 5 \times 10^{-3}$  e  $5 \times 10^{-4}$  W. Posteriormente, a ordem de modulação em função da distância,  $M(r_0)$ , é escolhida de acordo com o critério de priorizar a largura de banda por usuário, ou seja, para cada posição  $r_0$ , escolhe-se a modulação de ordem mais elevada que garanta a taxa de bits por usuário mínima,  $R_{b,\min}$ , o que corresponde à largura de banda mínima. A Fig. 4.3 apresenta de maneira geral o esquema de alocação da ordem de modulação em função da posição radial do usuário no interior de sua célula de acordo com esse critério. Se a taxa  $R_{b,\min}$  não for atingida, mesmo para o esquema QPSK, considera-se que o usuário não tem cobertura. Logo, a eficiência espectral do sistema pode ser calculada usando (4.14).

### 4.3.2 Sistema com Controle de Potência

Neste caso, a potência transmitida pelos usuários é dada por:

$$P_t(r) = \overline{P}_r r^\beta \quad (4.15)$$

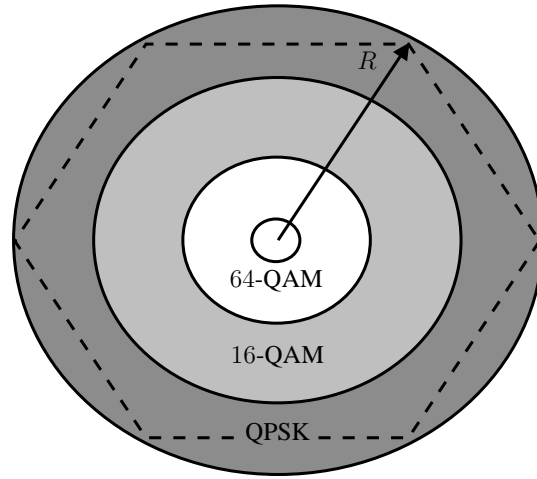


Fig. 4.3: Raio de cobertura de cada esquema de modulação de acordo com o critério de priorizar a largura de banda por usuário.

onde  $r$  é a distância do usuário até sua própria ERB e  $\overline{P_r}$  é uma constante que representa a potência recebida média pela ERB, para um usuário dentro da respectiva célula. O valor da constante  $\overline{P_r}$  é obtido para cada fator de reuso  $N$  e ordem de modulação  $M$ . O termo  $r^\beta$  garante que o sinal transmitido por cada usuário de uma mesma célula chegue até a sua ERB com a mesma potência média.

Neste caso, a eficiência espectral do sistema pode ser calculada considerando que todos os usuários requerem a mesma largura de banda. Para obter as expressões de  $P_t(r)$  em (4.15), considere o usuário de interesse,  $u_0$ , na célula central. Primeiro, calcula-se a potência  $P_{t,0}$  a partir de (4.11) para cada posição  $r_0$  e para um certo fator de reuso  $N$  e ordem de modulação  $M$ , assumindo que a taxa de bits por usuário é dada por:

$$R_b = R_s \log_2 M \quad (4.16)$$

onde  $R_s = B_u$  é a taxa de símbolo e  $B_u$  é a largura de banda por usuário, considerada igual a 10 kHz. Posteriormente esses valores de potência transmitida são ajustados ao modelo exponencial dado em (4.15). A partir dessas expressões, determina-se a maior ordem de modulação que é possível de ser empregada, como uma função da distância,  $M(r_0)$ , considerando que a potência transmitida não exceda o valor da potência transmitida máxima,  $P_{t,\max}$ , dada na Tab. 4.1. Finalmente, a eficiência espectral média pode ser obtida de (4.14).



## 4.4 Resultados

Nas subseções seguintes apresentamos os resultados numéricos que correspondem à avaliação das expressões analíticas obtidas na seção 4.2, empregando a metodologia descrita anteriormente para os sistemas sem e com controle de potência.

### 4.4.1 Relação Sinal-Interferência

A Fig. 4.4 mostra os valores da SIR média em dB, em função da posição do usuário de interesse, considerando um sistema sem controle de potência, para cada fator de reuso e um certo número de antenas de recepção na ERB. Observa-se que para um mesmo fator de reuso e uma certa posição do usuário de interesse,  $r_0$ , a SIR aumenta em função do número de antenas, obtendo um ganho de 3 dB para  $N_a = 2$  em relação a  $N_a = 1$ , bem como um ganho de aproximadamente 12 dB, usando  $N_a = 10$  em relação a  $N_a = 1$ . No entanto, conforme o número de antenas aumenta, o ganho obtido diminui até não apresentar uma diferença significativa para  $N_a > 7$  (aproximadamente 2 dB para  $N_a = 10$  em relação a  $N_a = 7$ ). Além disso, observa-se que para um dado número de antenas, a SIR diminui conforme o usuário afasta-se da ERB, sendo que, para um usuário localizado na borda da célula ( $r_0 = 1000$  m), a SIR está 40 dB abaixo em relação a um usuário mais próximo da ERB, na posição  $r_0 = 100$  m. Esse fato, como será visto mais adiante, repercute na área de cobertura para cada um dos esquemas de modulação considerados. Note ainda que para um fator de reuso  $N = 1$ , usando  $N_a \leq 10$  e um usuário na posição  $r_0 = 1000$  m, a SIR não ultrapassa de 10 dB. Inclusive, para  $N_a = 1$ , a SIR assume valores negativos nas posições  $r_0 > 800$  m. Por outro lado, observa-se que para cada posição  $r_0$  e um certo número de antenas de recepção,  $N_a$ , a SIR melhora notavelmente conforme se aumenta o fator de reuso, obtendo ganhos de aproximadamente 10, 13 e 20 dB para os fatores de reuso  $N = 3, 4$  e  $7$ , respectivamente, em relação ao fator de reuso  $N = 1$ .

A Fig. 4.5 apresenta os valores da SIR média em dB, em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso. Neste caso, devido à política de controle na potência transmitida, segundo a expressão dada em (4.15), todos os usuários dentro da célula central apresentam mesma SIR em cada posição  $r_0$ , para  $R_0 \leq r_0 \leq R$ . No entanto, o comportamento das curvas da SIR média é similar ao caso de um sistema que não faz uso de controle de potência, em que todos os usuários do sistema transmitem com mesma potência. Assim, observa-se que para um mesmo fator de reuso, a SIR média melhora conforme se aumenta o número de antenas de recepção, sendo que os ganhos obtidos para cada valor de  $N_a$  são muito semelhantes ao caso sem controle de potência. Por exemplo, o ganho obtido usando  $N_a = 2$  em relação a  $N_a = 1$  é de 3 dB e para  $N_a = 10$  em relação a  $N_a = 1$ , o ganho é de aproximadamente 13 dB. Do mesmo modo, observa-se que o ganho obtido conforme aumenta o fator de reuso, para

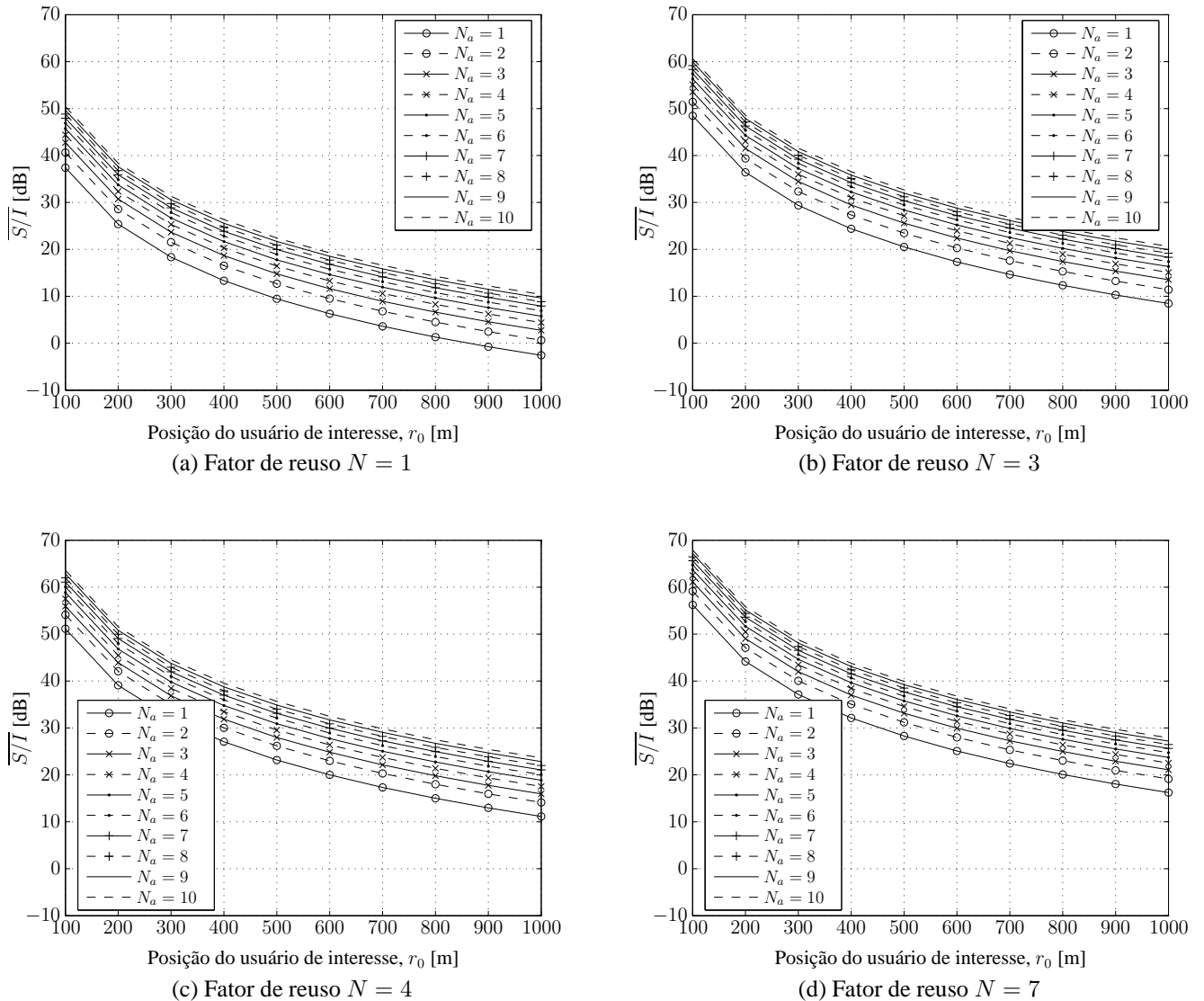


Fig. 4.4: SIR média em função da posição do usuário de interesse, considerando um sistema sem controle de potência, para cada fator de reuso e um certo número de antenas de recepção na ERB,  $N_a$ .

$N = 3, 4$  e  $7$  em relação a  $N = 1$ , é de 10, 13 e 18 dB, respectivamente.

#### 4.4.2 Potência Transmitida

A Tab. 4.2 apresenta as expressões da potência transmitida em função da distância do usuário de interesse até sua própria ERB,  $P_t(r)$ , considerando um sistema com controle de potência. Essas expressões foram obtidas para cada fator de reuso e para os esquemas de modulação considerados, QPSK, 16-QAM e 64-QAM, para um número de antenas de recepção  $N_a$ . Os resultados são apre-

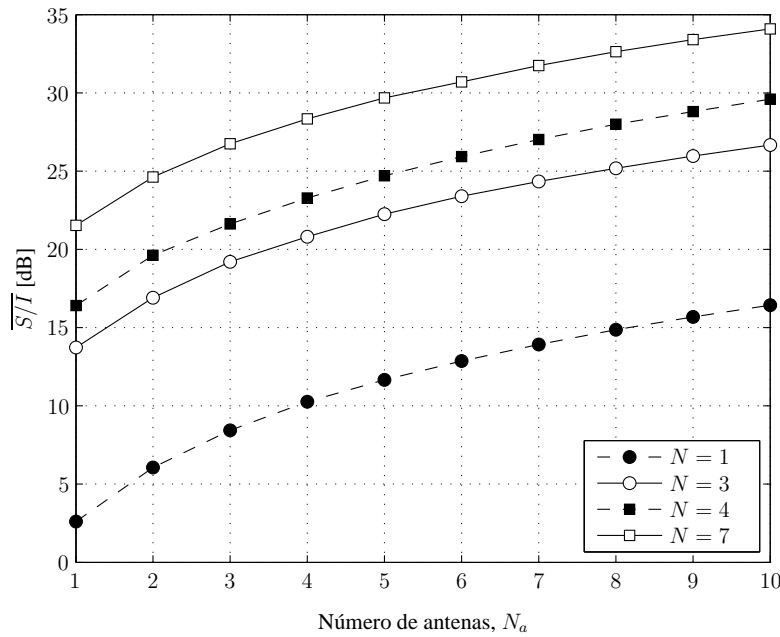


Fig. 4.5: SIR média em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso.

sentados para  $N_a \geq 2$ , já que para  $N_a = 1$ , o sistema é totalmente inoperante devido aos valores reduzidos da SIR média, fazendo com que o sistema não satisfaça o valor de  $P_{b,\max}$ , dado na Tab. 4.1. Por exemplo, na Fig. 4.5, observa-se que mesmo para um fator de reuso  $N = 7$  e  $N_a = 1$ , usando o esquema de modulação QPSK, a SIR não ultrapassa de 25 dB, fazendo com que a PEB média esteja na faixa de  $4 \times 10^{-2}$  a  $4 \times 10^{-3}$  (vide Fig. 3.6, para SIR de 20 e 30 dB). Esse fato mostra a importância do uso do arranjo de antenas e as técnicas de diversidade para se mitigar os efeitos da ICC e do desvanecimento, respectivamente. Note que, para um certo fator de reuso, conforme o número de antenas e, conseqüentemente, a ordem de diversidade aumentam, o sistema apresenta cobertura para as ordens de modulação mais elevadas. O que demonstra que é possível determinar uma expressão de  $P_t(r)$  para essas ordens de modulação.

Adicionalmente, a partir de (4.15) é possível determinar a potência transmitida média de um usuário em um sistema com controle de potência. A mesma pode ser obtida através de:

$$\overline{P}_t = \int_{R_0}^R P_t(r) p(r) dr \quad (4.17)$$

onde  $p(r)$  é a FDP de  $r$ , dada em (4.1), e  $P_t(r)$  é escolhida a partir das expressões da Tab. 4.2. Como antes mencionado, o critério de seleção é de priorizar a largura da banda por usuário, ou seja, para cada posição  $r$  é escolhida uma expressão de  $P_t(r)$  correspondente à ordem de modulação mais

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	- <sup>1</sup>	-	-
3	-	-	-
4	$1,09 \times 10^{-13} r^4$	-	-
7	$1,50 \times 10^{-14} r^4$	-	-

(a)  $N_a = 2$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	-	-	-
3	$4,41 \times 10^{-15} r^4$	-	-
4	$3,26 \times 10^{-15} r^4$	-	-
7	$2,45 \times 10^{-15} r^4$	$1,85 \times 10^{-14} r^4$	-

(b)  $N_a = 3$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	-	-	-
3	$1,43 \times 10^{-15} r^4$	$3,85 \times 10^{-14} r^4$	-
4	$1,25 \times 10^{-15} r^4$	$1,25 \times 10^{-14} r^4$	-
7	$1,11 \times 10^{-15} r^4$	$6,34 \times 10^{-15} r^4$	$6,73 \times 10^{-14} r^4$

(c)  $N_a = 4$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	$3,54 \times 10^{-15} r^4$	-	-
3	$7,76 \times 10^{-16} r^4$	$7,50 \times 10^{-15} r^4$	-
4	$7,28 \times 10^{-16} r^4$	$4,96 \times 10^{-15} r^4$	-
7	$6,81 \times 10^{-16} r^4$	$3,57 \times 10^{-15} r^4$	$2,27 \times 10^{-14} r^4$

(d)  $N_a = 5$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	$1,27 \times 10^{-15} r^4$	-	-
3	$5,26 \times 10^{-16} r^4$	$3,80 \times 10^{-15} r^4$	-
4	$4,97 \times 10^{-16} r^4$	$2,98 \times 10^{-15} r^4$	$3,65 \times 10^{-14} r^4$
7	$4,78 \times 10^{-16} r^4$	$2,42 \times 10^{-15} r^4$	$1,31 \times 10^{-14} r^4$

(e)  $N_a = 6$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	$7,24 \times 10^{-16} r^4$	-	-
3	$3,92 \times 10^{-16} r^4$	$2,51 \times 10^{-15} r^4$	$5,43 \times 10^{-14} r^4$
4	$3,76 \times 10^{-16} r^4$	$2,10 \times 10^{-15} r^4$	$1,64 \times 10^{-14} r^4$
7	$3,64 \times 10^{-16} r^4$	$1,82 \times 10^{-15} r^4$	$9,04 \times 10^{-15} r^4$

(f)  $N_a = 7$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	$4,94 \times 10^{-16} r^4$	-	-
3	$3,10 \times 10^{-16} r^4$	$1,85 \times 10^{-15} r^4$	$2,03 \times 10^{-14} r^4$
4	$3,02 \times 10^{-16} r^4$	$1,61 \times 10^{-15} r^4$	$1,04 \times 10^{-14} r^4$
7	$2,94 \times 10^{-16} r^4$	$1,45 \times 10^{-15} r^4$	$6,83 \times 10^{-15} r^4$

(g)  $N_a = 8$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	$3,74 \times 10^{-16} r^4$	$5,29 \times 10^{-14} r^4$	-
3	$2,58 \times 10^{-16} r^4$	$1,45 \times 10^{-15} r^4$	$1,22 \times 10^{-14} r^4$
4	$2,51 \times 10^{-16} r^4$	$1,31 \times 10^{-15} r^4$	$7,55 \times 10^{-15} r^4$
7	$2,46 \times 10^{-16} r^4$	$1,21 \times 10^{-15} r^4$	$5,47 \times 10^{-15} r^4$

(h)  $N_a = 9$ 

$N$	QPSK	16-QAM	64-QAM
1	$2,97 \times 10^{-16} r^4$	$8,47 \times 10^{-15} r^4$	-
3	$2,19 \times 10^{-16} r^4$	$1,21 \times 10^{-15} r^4$	$8,49 \times 10^{-15} r^4$
4	$2,14 \times 10^{-16} r^4$	$1,10 \times 10^{-15} r^4$	$5,86 \times 10^{-15} r^4$
7	$2,09 \times 10^{-16} r^4$	$1,03 \times 10^{-15} r^4$	$4,55 \times 10^{-15} r^4$

(i)  $N_a = 10$ 

<sup>1</sup>O sistema não apresenta cobertura utilizando o fator de reuso e o esquema de modulação considerados.

Tab. 4.2: Potência transmitida em função da distância do usuário até sua ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso, ordem de modulação, e um certo número de antenas de recepção na ERB,  $N_a$ . Unidade de potência: W (watt).

elevada que é possível de ser utilizada.

Isto é feito com o objetivo de se comparar o desempenho dos sistemas sem e com controle de potência em termos da eficiência espectral média e o raio de cobertura, levando em consideração condições equivalentes do ponto de vista da potência transmitida. Desse modo, considerando controle de potência, se para um certo fator de reuso e um certo número de antenas de recepção na ERB, a potência transmitida média por usuário for da ordem de  $10^{-n}$  W, para  $n \geq 1$ , o valor de potência transmitida a partir do qual será obtido o desempenho no caso de um sistema sem controle de potência será da ordem de  $5 \times 10^{-n}$  W, conforme os valores da potência transmitida considerados na subseção 4.3.1. Os resultados obtidos mostram que esse valor de potência transmitida média, consi-

derando controle de potência é maior que  $10^{-4}$  W, para todos os fatores de reuso e número de antenas de recepção na ERB.

A Fig. 4.6 apresenta a potência transmitida média para um usuário em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso. Note como, em geral, as curvas apresentam algumas flutuações abruptas conforme o número de antenas de recepção aumenta. Isto é devido ao fato de que o arranjo de antenas e a diversidade de recepção permitem ampliar o raio de cobertura das modulações de ordem mais elevada. Porém, o requerimento de potência transmitida para satisfazer o valor de  $P_{b,max}$  também aumenta. Por exemplo, para um fator de reuso  $N = 1$ , observa-se que o sistema começa a operar a partir de um número de antenas de recepção  $N_a = 5$ , onde a potência transmitida média  $\overline{P}_t = 1,4 \times 10^{-3}$  W, usando o esquema de modulação QPSK. Conforme o número de antenas de recepção na ERB aumenta, a potência transmitida média diminui até o valor de  $\overline{P}_t = 2 \times 10^{-4}$  W, para  $N_a = 8$ . A partir de um número de antenas de recepção  $N_a = 9$ , existe uma melhora nos valores da SIR média, maior que 15 dB (vide Fig. 4.5 para  $N = 1$  e  $N_a \geq 9$ ), que permite ao sistema operar fazendo uso do esquema de modulação 16-QAM. No entanto, a potência transmitida média aumenta até  $\overline{P}_t = 2,1 \times 10^{-2}$  W.

Note ainda que conforme o fator de reuso aumenta, o sistema consegue operar fazendo uso de um número de antenas de recepção cada vez menor. Entretanto, o sistema não consegue operar quando a diversidade de antenas na recepção não é utilizada, mesmo para um fator de reuso  $N = 7$ . Além disso, observe que para um certo número de antenas,  $N_a$ , a potência transmitida média não necessariamente diminui conforme o fator de reuso aumenta. Isto depende do esquema de modulação que esteja sendo utilizado. A potência transmitida média diminui se o esquema de modulação é o mesmo para os diferentes fatores de reuso, ou observa-se um aumento quando é possível utilizar uma ordem de modulação mais elevada.

#### 4.4.3 Raio de Cobertura dos Esquemas de Modulação

A Fig. 4.7 traz uma comparação do raio de cobertura de cada esquema de modulação em função do número de antenas de recepção na ERB, para os sistemas sem e com controle de potência e cada fator de reuso. Note que, para ambos os sistemas, o raio de cobertura dos esquemas de modulação de ordem mais elevada aumenta em função do número de antenas. Isto deve-se ao fato de que o arranjo de antenas e a diversidade na recepção permitem melhorar a SIR e, conseqüentemente, o desempenho em termos da PEB desses esquemas. Note ainda que, em geral, os sistemas com controle de potência não conseguem operar quando é utilizado um número reduzido de antenas. O caso mais crítico é apresentado para um fator de reuso  $N = 1$ , onde o sistema com controle de potência é inoperante para um número de antenas  $N_a \leq 4$ . Por outro lado, para  $N_a \geq 5$  o controle de potência proporciona maior cobertura. No entanto, esse inconveniente melhora notavelmente conforme o fator de reuso

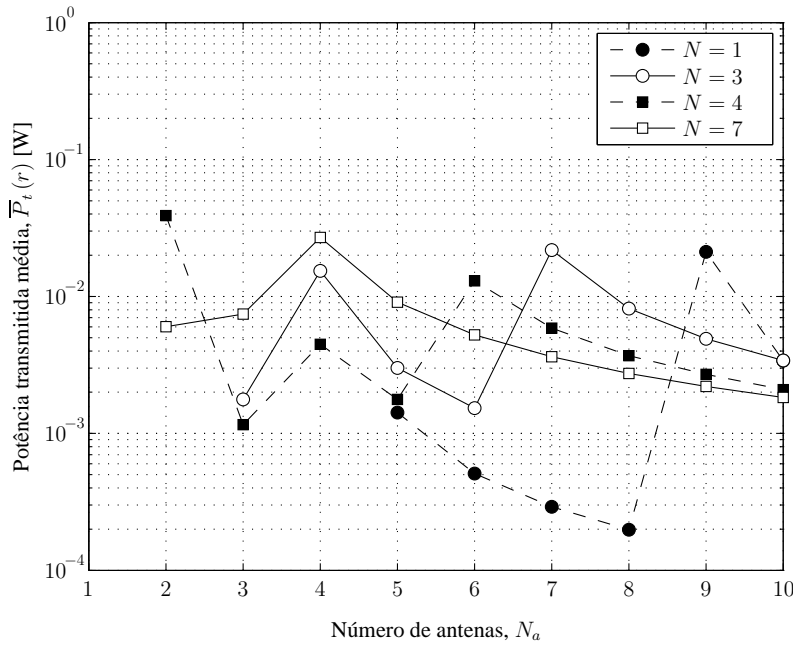


Fig. 4.6: Potência transmitida média para um usuário em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso.

aumenta. Observe que para os fatores de reuso  $N = 4$  e  $7$ , os sistemas que utilizam controle de potência não conseguem operar quando apenas uma antena de recepção é utilizada. Por outro lado, uma vez que esses sistemas são operacionais, a cobertura na célula consegue chegar até a um raio de  $R = 1000$  m, frente aos sistemas sem controle de potência, que conseguem operar usando um número reduzido de antenas,  $N_a \leq 2$ , porém, com cobertura na célula limitada a um raio de  $800$  m. Por exemplo, para um número de antenas do arranjo  $N_a = 2$ , usando um fator de reuso  $N = 1$ , o raio de cobertura é de  $300$  m.

#### 4.4.4 Eficiência Espectral

As Fig. 4.8 e 4.9 apresentam a eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, para cada fator de reuso, considerando sistemas sem e com controle de potência, respectivamente. Para o caso dos sistemas sem controle de potência, os resultados são obtidos para diferentes valores de potência transmitida,  $P_t$ , considerando que, tanto a potência transmitida do usuário de interesse, quanto do interferente são iguais. Note como, em geral, o fator de reuso  $N = 1$  é o que apresenta a melhor eficiência espectral média. Note ainda que para esse mesmo fator de reuso, a eficiência espectral média aumenta consideravelmente conforme o número de antenas de recepção é aumentado. Assim, para o valor de potência transmitida máxima,  $P_{t,max}$ , tem-se que esse

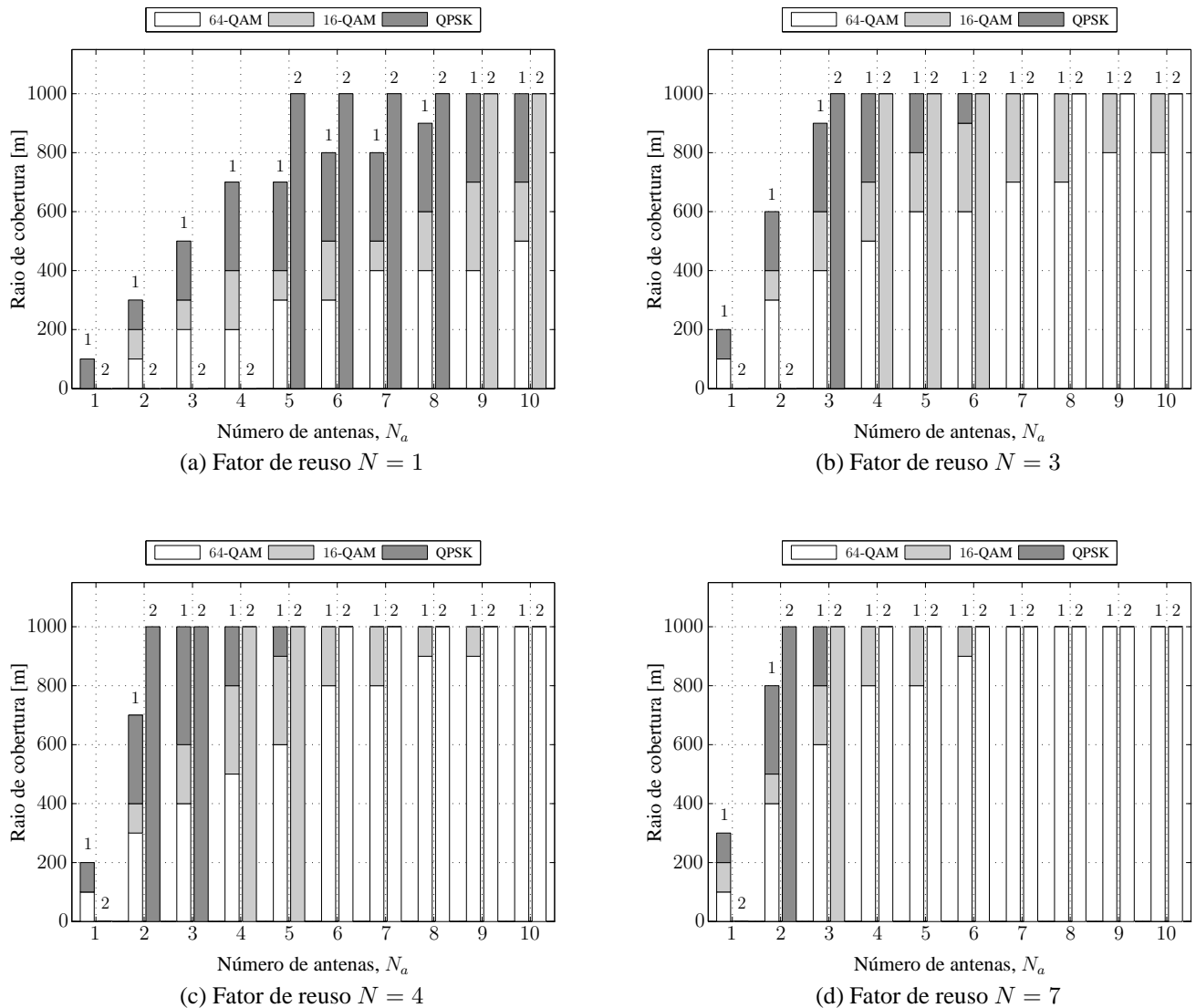


Fig. 4.7: Comparação do raio de cobertura de cada esquema de modulação em função do número de antenas de recepção na ERB, para cada fator de reuso, considerando sistemas: (1) sem controle de potência e (2) com controle de potência.

aumento é de aproximadamente 5 e 10 vezes para  $N_a = 5$  e 10, respectivamente, em relação a  $N_a = 2$ . Sendo também que para um número de antenas de recepção  $N_a > 10$ , a eficiência espectral tenderia a aumentar ainda mais, até alcançar o limitante de  $(1/N) \log_2 M = 6$  bits/s/Hz, para 64-QAM. No entanto, esse aumento na eficiência espectral média diminui à medida que o fator de reuso aumenta. Obtém-se um aumento aproximado de 3, 5, 3 e 2 vezes, para os fatores de reuso  $N = 3, 4$  e 7, respectivamente, usando  $N_a = 5$  em relação a  $N_a = 2$ , bem como um aumento de 4, 3, 5 e 2 vezes, usando  $N_a = 10$  em relação a  $N_a = 2$ . Por outro lado, para um certo fator de reuso e um

número específico de antenas, note que a eficiência espectral média diminui ligeiramente conforme a potência transmitida diminui. Para um fator de reuso  $N = 1$ , tem-se que essa diminuição não ultrapassa de 30%, para  $P_t = 5 \times 10^{-4}$  W em relação a  $P_t = 5 \times 10^{-1}$  W. Para os fatores de reuso  $N = 3, 4$  e  $7$ , observa-se uma diminuição na eficiência espectral quando um número reduzido de antenas é utilizado, ou seja, para  $N_a \leq 4$ , sendo que essa diminuição, no pior caso, chega a ser de 43%, 46% e 64%, respectivamente, com relação aos mesmos valores de potência transmitida referidos anteriormente.

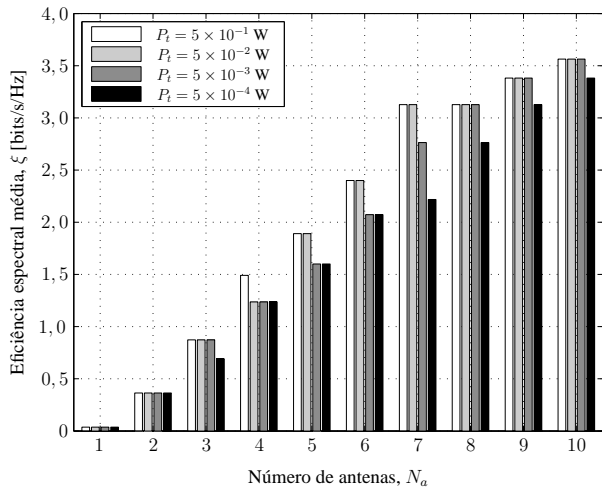
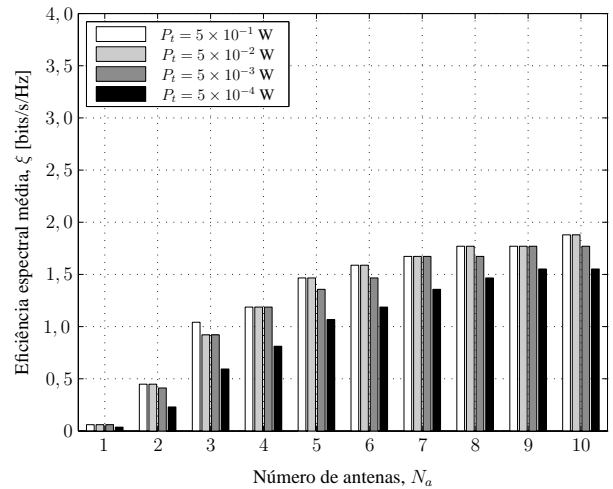
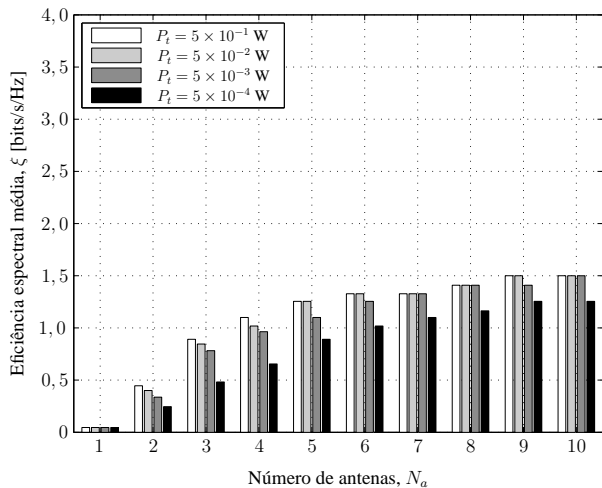
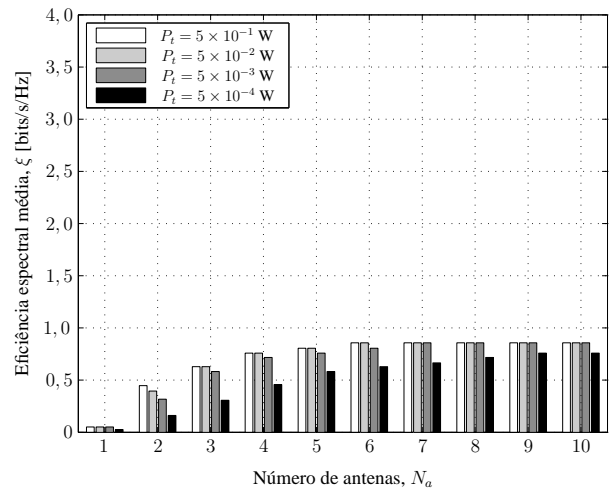
(a) Fator de reuso  $N = 1$ (b) Fator de reuso  $N = 3$ (c) Fator de reuso  $N = 4$ (d) Fator de reuso  $N = 7$ 

Fig. 4.8: Eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema sem controle de potência, para cada fator de reuso e diferentes valores de potência transmitida.



Para o caso de sistemas com controle de potência, novamente observa-se na Fig. 4.9 que o fator de reuso  $N = 1$  é o que apresenta melhor eficiência espectral média, com exceção dos casos onde o número de antenas de recepção  $N_a \leq 4$ , sendo que neste caso o sistema não consegue operar devido aos efeitos da interferência e do desvanecimento. De maneira similar ao caso de sistemas sem controle de potência, para um fator de reuso  $N = 1$  e um número de antenas de recepção  $N_a > 10$ , a eficiência espectral média tenderia a melhorar ainda mais, até alcançar o valor máximo de 6 bits/s/Hz, para 64-QAM. Por outro lado, para os fatores de reuso  $N = 3, 4$  e  $7$ , o valor máximo de eficiência espectral de 2, 1, 5 e 0, 86, em cada caso, é alcançado para um número de antenas de recepção  $N_a = 7, 6$  e  $4$ , respectivamente.

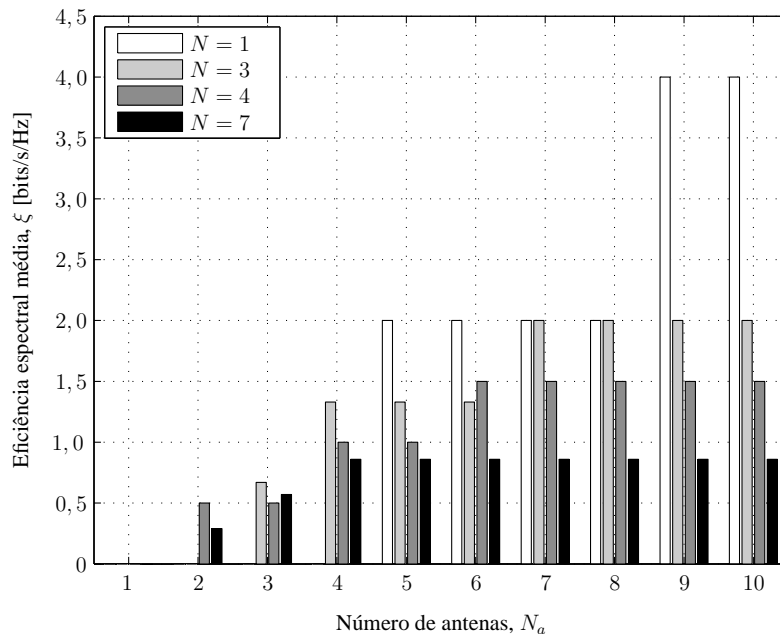


Fig. 4.9: Eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, considerando um sistema com controle de potência, para cada fator de reuso.

A Fig. 4.10 apresenta uma comparação da eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, para cada fator de reuso, considerando sistemas sem e com controle de potência. Como antes mencionado, no caso de sistemas sem controle de potência, considerou-se que a potência transmitida está na ordem da potência transmitida média de um sistema com controle de potência. Isto é feito com o objetivo de se comparar ambos os sistemas em condições equivalentes em termos da potência de transmissão. Observe que, para todos os fatores de reuso, os sistemas que utilizam controle de potência são, em geral, mais eficientes. Os casos onde os sistemas sem controle de potência apresentam uma eficiência espectral média ligeiramente maior que os casos com controle correspondentes, apresentam a desvantagem de terem um raio de cobertura menor. Como

mostrado na Fig. 4.7, os sistemas com controle de potência apresentam cobertura total na célula, até um raio de  $R = 1000$  m. Por outro lado, os casos onde a eficiência espectral média dos sistemas com controle de potência é nula, correspondem aos casos onde o sistema é inoperante, devido aos efeitos da interferência e do desvanecimento, como comentado nas subseções anteriores.

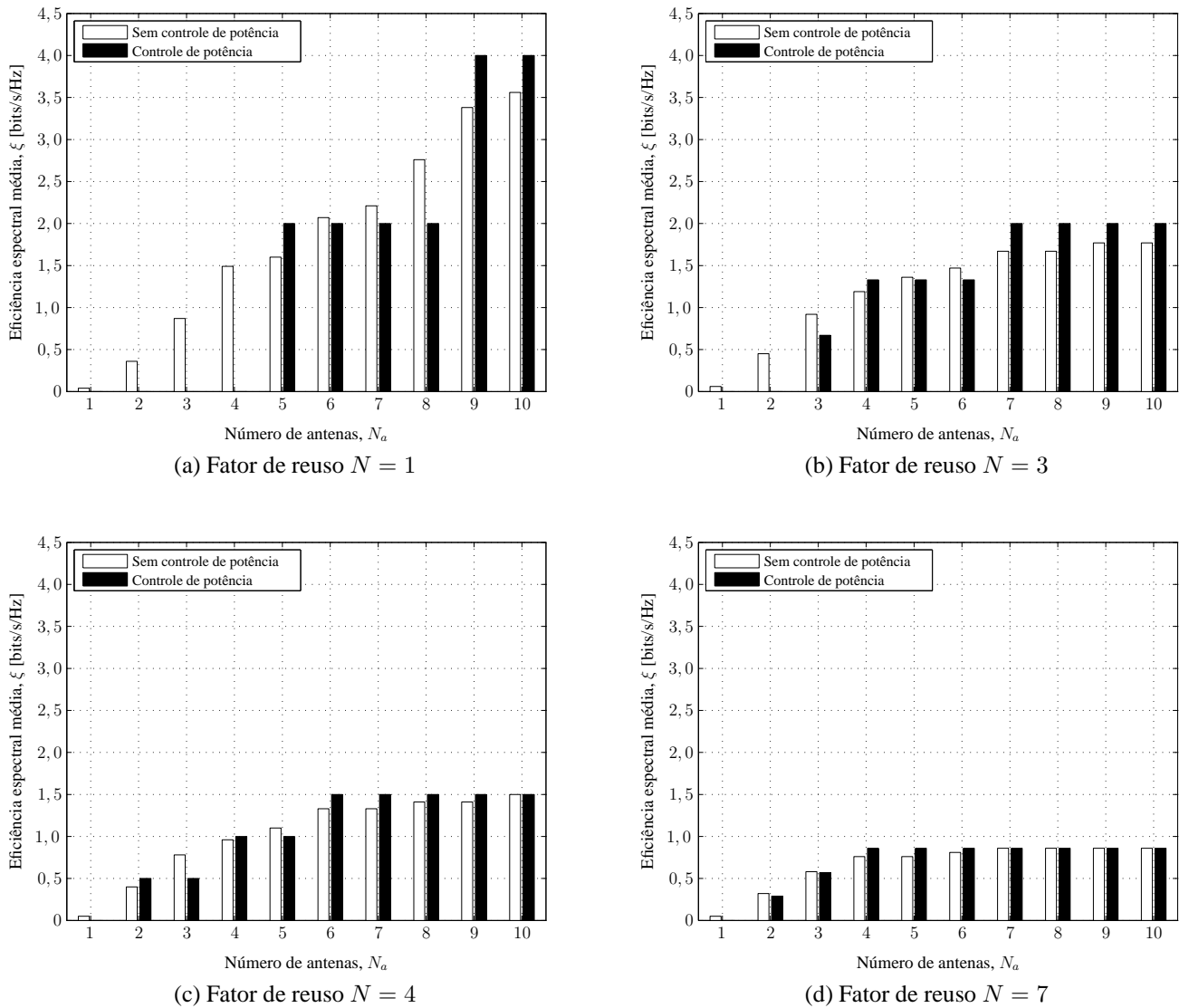


Fig. 4.10: Comparação da eficiência espectral média em função do número de antenas de recepção na ERB, para cada fator de reuso, considerando sistemas sem e com controle de potência que utilizam potências de transmissão equivalentes.

# Capítulo 5

## Conclusões

Neste trabalho foi analisado o desempenho do enlace reverso de redes celulares em termos de sua eficiência espectral média, para os fatores de reuso 1, 3, 4 e 7. O cenário estudado considerou um canal com perda de propagação exponencial, desvanecimento plano e lento Rayleigh e a presença de ICC. A modelagem matemática do sistema levou em consideração outros parâmetros de planejamento além do fator de reuso de frequência, que visam melhorar seu desempenho, tais como arranjo de antenas na ERB, o esquema de combinação por diversidade do tipo MRC e modulação adaptativa.

Neste estudo, mostrou-se que, tanto a ICC, quanto o desvanecimento são causas importantes de degradação do desempenho dos sistemas de comunicações celulares sem fio. Portanto, é indispensável a utilização de um arranjo de antenas para mitigar os efeitos da interferência, assim como o emprego de esquemas de combinação por diversidade de antenas para combater o desvanecimento.

Foi demonstrado que o fator de reuso unitário apresenta a melhor eficiência espectral média. No entanto, esse fator de reuso mostrou-se ser um caso crítico em relação ao raio de cobertura quando utilizado um número reduzido de antenas,  $N_a < 5$ . Neste caso, o raio de cobertura não ultrapassa de 700 m.

Foi proposta também a transmissão dos usuários sem e com controle de potência. Concluiu-se que o controle de potência, em geral, proporciona uma eficiência espectral mais elevada que o caso sem controle de potência. Além disso, o controle de potência é mais eficiente em termos de duração da bateria dos dispositivos móveis, uma vez que o uso de controle de potência requer muito menos potência transmitida. Para os usuários mais próximos da ERB, a uma distância menor que 400 m, a potência transmitida pode ser da ordem de  $\mu\text{W}$ , considerando um fator de reuso unitário. No entanto, foi necessário utilizar um número considerável de antenas de recepção,  $N_a > 4$ , a fim de prover cobertura total na célula e satisfazer os requerimentos da PEB máxima proposta de  $10^{-4}$ .

Em ambos os sistemas, para um fator de reuso  $N = 1$ , a adição de um arranjo de antenas pode melhorar notavelmente a eficiência espectral. No entanto, a medida que o fator de reuso aumenta,

essa melhoria na eficiência espectral vai diminuindo até não apresentar diferença para  $N = 7$ . No caso dos sistemas sem controle de potência, mostrou-se que essa melhoria ocorre gradativamente conforme o número de antenas de recepção aumenta. Entretanto, para os sistemas com controle de potência, a eficiência espectral permanece constante até um certo número de antenas, apresentando um aumento súbito somente quando as condições da SIR permitem o uso de uma ordem de modulação mais elevada. Adicionalmente, no caso de sistemas sem controle de potência, para um número de antenas de recepção  $N_a > 4$ , observou-se que uma diminuição na potência transmitida de 0,5 W a 0,5 mW não provoca uma redução significativa na eficiência espectral. Na maioria dos casos, essa redução não ultrapassa ao 30%.

## 5.1 Trabalhos Futuros

A seguir, alguns tópicos de pesquisa para trabalhos futuros são propostos.

- Neste trabalho foram obtidas expressões da PEB para o esquema de modulação  $M$ -QAM na presença de ICC e canais com desvanecimento plano e lento Rayleigh. Seria possível estender essa análise para modelos de canal mais gerais como o modelo de desvanecimento Nakagami, que é comumente usado para caracterizar o ambiente urbano e de rádio digital móvel. A distribuição Nakagami inclui a distribuição Rayleigh como um caso especial e tem a flexibilidade de modelar condições de desvanecimento com grau de severidade maior ou menor em relação ao desvanecimento Rayleigh. Neste estudo, considerou-se que os sinais recebidos, tanto do usuário de interesse, quanto dos interferentes, são submetidos ao mesmo ambiente de desvanecimento, do tipo Rayleigh. Entretanto, é provável esperar que, na prática, os sinais interferentes experimentem um desvanecimento mais severo que o sinal de interesse [30]. O que poderia ser caracterizado através do uso de diferentes parâmetros do desvanecimento Nakagami para os sinais de interesse e interferentes.
- O desempenho do esquema de modulação  $M$ -QAM, medido em termos da PEB, foi analisado, considerando que, tanto o sinal de interesse, quanto interferente são perfeitamente síncronos, o que corresponde à situação de pior caso. Uma outra proposta seria a análise da PEB, considerando o asincronismo no tempo e em fase dos sinais de interesse e interferente, a fim de se obter resultados mais exatos.
- Finalmente, códigos corretores de erro que não foram considerados neste trabalho podem certamente melhorar ainda mais a eficiência espectral.

# Referências Bibliográficas

- [1] J. Govil. 4G mobile communication systems: turns, trends and transition. In *Proc. Convergence Information Technology Conference, 2007*, pages 13–18, Korea, November 2007.
- [2] V. Bhargava. State of the art and future trends in wireless communications: advances in the physical layer. In *Proc. Communication Networks and Services Research Conference, CNSR 2006*, pages 1–3, Moncton, Canadá, May 2006.
- [3] S. Parkvall, E. Dahlman, A. Furuskar, Y. Jading, M. Olsson, S. Wanstedt, K. Zangi. LTE-Advanced - Evolving LTE towards IMT-Advanced. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2008*, pages 1–5, Calgary, Canadá, September 2008.
- [4] J. G. Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed. *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. Prentice Hall, 2007.
- [5] F. Wamser, D. Mittelstädt, D. Staehle. Soft frequency reuse in the uplink of an OFDMA network. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2010*, pages 1–5, Taipei, Taiwan, May 2010.
- [6] K. Kim, S. Oh. An incremental frequency reuse scheme for an OFDMA cellular system and its performance. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2008*, pages 1504 – 1508, Marina Bay, Singapura, May 2008.
- [7] L. Chen, D. Yuan. Generalized frequency reuse schemes for OFDMA networks: optimization and comparison. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, VTC 2010*, pages 1–5, Taipei, Taiwan, May 2010.
- [8] Z. Xie, B. Walke. Frequency reuse techniques for attaining both coverage and high spectral efficiency in OFDMA cellular systems. In *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2010*, pages 1–6, Sydney, Austrália, April 2010.
- [9] S. Anderson, M. Millnert, M. Viberg, B. Wahlberg. An adaptive array for mobile communication systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 40(1):230–236, February 1991.

- [10] T. S. Rappaport. *Wireless Communications: Principles and Practice*. Prentice Hall, 2nd edition, 2002.
- [11] A. Svensson. An introduction to adaptive QAM modulation schemes for known and predicted channels. In *Proc. of the IEEE*, volume 95, pages 2322–2336, December 2007.
- [12] S. Sampei, H. Harada. System design issues and performance evaluations for adaptive modulation in new wireless access systems. In *Proc. of the IEEE*, volume 95, pages 2456–2471, December 2007.
- [13] A. J. Viterbi, A. M. Viterbi, E. Zehavi. Performance of power-controlled wideband terrestrial digital communication. *IEEE Trans. Commun.*, 41(4):559–569, April 1993.
- [14] J. R. Barry, E. A. Lee, D. G. Messerschmitt. *Digital Communication*. Kluwer Academic Publishers, 3rd edition, 2004.
- [15] L. Yang, L. Hanzo. A recursive algorithm for the error probability evaluation of  $M$ -QAM. *IEEE Commun. Lett.*, 4(10):304, October 2000.
- [16] D. Yoon, K. Cho. General bit error probability of rectangular quadrature amplitude modulation. *Electron. Lett.*, 38(3):131, January 2002.
- [17] W. T. A. Lopes, W. J. L. Queiroz, F. Madeiro, M. S. Alencar. Exact bit error probability of  $M$ -QAM modulation over flat Rayleigh fading channels. *Proc. SBMO/IEEE MTT-S International Microwave and Optoelectronics Conference, IMOC 2007*, page 804, October 2007.
- [18] E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, D. Altamirano, C. de Almeida. Evaluation of the effects of co-channel interference on the bit error rate for QPSK and  $M$ -QAM modulations. In *Proc. 7th International Telecommunications Symposium, ITS 2010*, Manaus, Brasil, September 2010.
- [19] K. A. Hamdi. Exact probability of error of BPSK communication links subjected to asynchronous interference in Rayleigh fading environment. *IEEE Trans. Commun.*, 50(10):1577, October 2002.
- [20] K. Sivanesan, N. Beaulieu. Exact BER analyses of Nakagami/Nakagami CCI BPSK and Nakagami/Rayleigh CCI QPSK systems in slow fading. *IEEE Commun. Lett.*, 8(1):45, January 2004.
- [21] I. Trigui, A. Laourine, S. Affes, A. Stéphane. Performance analysis of mobile radio systems over composite fading/shadowing channels with co-located interference. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 8(7):3448, July 2009.

- [22] A. Giorgetti, M. Chiani. Influence of fading on the Gaussian approximation for BPSK and QPSK with asynchronous cochannel interference. *IEEE Trans. Wireless Commun.*, 4(2):684, March 2005.
- [23] D. Altamirano, C. de Almeida. Evaluation of the effects of co-channel interference on the bit error rate of cellular systems for BPSK modulation. In *Proc. 7th International Telecommunications Symposium, ITS 2010*, Manaus, Brasil, September 2010.
- [24] X. Liu, L. Hanzo. Exact BER of rectangular-constellation quadrature amplitude modulation subjected to asynchronous co-channel interference and Nakagami-m fading. *Proc. IEEE Wireless Communications and Networking Conference, WCNC 2007*, page 2216, March 2007.
- [25] M. Yacoub. *Foundations of Mobile Radio Engineering*. CRC-Press, 1993.
- [26] A. Papoulis. *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. McGraw-Hill, 1991.
- [27] E. Benítez, D. Moya, G. Quelal, C. de Almeida. Avaliação dos efeitos da interferência de co-canal e da diversidade de antenas na probabilidade de erro de bit para modulações M-QAM em canais com desvanecimento Rayleigh. In *Proc. XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações, SBrT 2011*, Curitiba, Brasil, Outubro 2011.
- [28] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 2001.
- [29] S. Kiomi, C. de Almeida. A lower bound on the normalized interference mean and standard deviation for CDMA systems using antenna arrays. *Electron. Lett.*, 36(21):1761–1763, October 2000.
- [30] Y. Yao, A. Sheikh. Investigations into cochannel interference in microcellular mobile radio systems. *IEEE Trans. Veh. Technol.*, 41(2):114–123, May 1992.