

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

Simulador para Avaliação da Eficiência Espectral Média de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal

Autora: Diana Pamela Moya Osorio
Orientador: Prof. Celso de Almeida

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

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Celso de Almeida (Orientador) - FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes - DEEE/ESPE

Prof. Dr. Renato Baldini Filho - FEEC/UNICAMP

Campinas
2011

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

M873s Moya Osorio, Diana Pamela
Simulador para avaliação da eficiência espectral
média de redes celulares na presença de interferência de
co-canal / Diana Pamela Moya Osorio. –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. Telefonia
celular - Simulação por computador. 3. Rádio -
Interferência. 4. Rádio - Transmissores e transmissão -
Desvanecimento. 5. Modulação digital. I. Almeida,
Celso de. II. Universidade Estadual de Campinas.
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III.
Título

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

Palavras-chave em Inglês: Mobile communication systems, Cellular networks -
Computer simulation, Radio - Interference, Radio -
Transmitters and transmission - Fading, Digital modulation

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora: Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes, Renato Baldini Filho

Data da defesa: 22-11-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

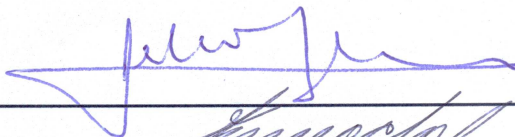
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidata: Diana Pamela Moya Osorio

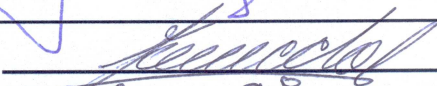
Data da Defesa: 22 de novembro de 2011

Título da Tese: "Simulador para Avaliação da Eficiência Espectral Média de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal"

Prof. Dr. Celso de Almeida (Presidente):



Prof. Dr. Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes:



Prof. Dr. Renato Baldini Filho:



Resumo

Na próxima geração de redes celulares, a ICC (*Interferência de Co-Canal*) constitui a causa principal para a degradação do desempenho, especialmente para os usuários na borda da célula, o que é um grande obstáculo para alcançar amplas áreas de cobertura e alta eficiência espectral. Neste trabalho, o desempenho do enlace reverso de uma rede celular em termos da eficiência espectral média e na presença de ICC é avaliado mediante uma simulação semi-analítica. Foram considerados dois cenários, canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) e canal com desvanecimento plano do tipo Rayleigh, além de um modelo de propagação com perda de percurso exponencial. A avaliação é feita para fatores de reuso clássicos e modulações M-QAM (*Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation*). Considera-se também uma estratégia de controle de potência e modulação adaptativa baseada na SIR (*Signal-to-Noise Interference*) e a BER (*Bit Error Rate*). Adicionalmente, é analisada a utilização de arranjo de antenas para diminuição dos efeitos da interferência e técnicas de diversidade para mitigação dos efeitos do desvanecimento.

Palavras chave: Interferência de Co-Canal, Eficiência Espectral, Probabilidade de Erro de Bit, Simulador, AWGN, Desvanecimento Rayleigh, Fator de Reuso de Frequência, M-QAM, Arranjo de Antenas.

Abstract

In the next generation of wireless cellular networks, the CCI (*Co-Channel Interference*) constitutes the primary cause of performance degradation, specially for cell edge users, which is a big obstacle to attain wide area coverage and high spectral efficiency. In this work, the performance of the uplink of cellular networks in terms of the mean spectral efficiency is evaluated through a semi-analytical simulation, by considering the presence of CCI. It was considered two sceneries, an AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) channel and a Rayleigh flat fading channel, as well as an exponential pathloss propagation model. The evaluation is done for classical reuse factors and M-QAM (*Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation*) modulations. It is also considered a power control strategy and adaptive modulation based on the SIR (*Signal-to-Noise Interference*) and BER (*Bit Error Rate*). Besides, it is analyzed the utilization of an antenna array to reduce the interference effects and diversity techniques to mitigate fading effects.

Keywords: Co-Channel Interference, Spectral Efficiency, Bit Error Rate, Simulator, AWGN, Rayleigh Fading, Frequency Reuse Factor, M-QAM, Antenna Array.

Agradecimentos

Agradeço a Deus, por guiar e abençoar o meu caminho e me permitir alcançar os meus objetivos.

Aos meus pais, Mariana e Oswaldo, aos meus irmãos, Carolina e Enrique e meus sobrinhos, Alejandro e Benjamín, por todo o amor, motivação e confiança durante a minha vida, em especial durante este período do mestrado no qual, apesar da distância, permitiram-me sentir sempre seu apoio incondicional.

Ao professor Dr. Celso de Almeida, pela oportunidade de trabalhar com a sua orientação e pelos conhecimentos transmitidos durante o mestrado e no desenvolvimento do presente trabalho.

Aos professores Dr. Renato Baldini Filho e Dr. Gonzalo Fernando Olmedo Cifuentes, membros da banca examinadora, pelas sugestões para a melhoria do presente trabalho.

Ao corpo docente da FEEC, pelo conhecimento transmitido nas aulas.

Aos meus grandes amigos, Edgar, Gina, Cláudio, Pedro, Julio, Paúl, Daniel, Diego, Carlos e demais colegas da FEEC e companheiros de moradia, por seu incentivo, carinho, cuidados e amizade, que foram transcendentais durante esta etapa.

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico, CNPq, pelo apoio financeiro.

Finalmente, a todas as pessoas que de alguma forma contribuíram na realização do presente trabalho.

*Dedico este trabalho aos meus pais, Mariana e Oswaldo,
aos meus irmãos, Carolina e Enrique
e aos meus sobrinhos, Alejandro e Benjamín,
por serem minha fonte de alegria e força ao longo do caminho.*

Conteúdo

Glossário	xiv
Lista de Símbolos	xv
Trabalhos Publicados pelo Autor	xvii
1 Introdução	1
1.1 Introdução	1
1.2 Organização do Trabalho	3
2 Conceitos Básicos	4
2.1 Introdução	4
2.2 Sistema de Comunicação Sem Fio Digital	4
2.2.1 Sistemas de Banda Estreita e Banda Larga	5
2.2.2 Perda de Propagação	6
2.2.3 Canal AWGN	7
2.2.4 Canais com Desvanecimento	7
2.3 Rede Celular	10
2.3.1 Reuso de Frequência	11
2.3.2 Eficiência Espectral	13
2.3.3 Interferência e Capacidade	13
2.4 Modulação de Amplitude em Quadratura QAM	14
2.4.1 Probabilidade de Erro de Bit	17
3 Análise Teórica	18
3.1 Introdução	18
3.2 Descrição Geral do Sistema	19
3.3 Distribuição dos Usuários do Sistema	21
3.4 Análise da Eficiência Espectral para o Canal AWGN	22

3.4.1	Modelo de Propagação	23
3.4.2	Relação Sinal-Interferência	23
3.4.3	Probabilidade de Erro de Bit	24
3.4.4	Arranjo de Antenas	25
3.4.5	Controle de Potência	27
3.4.6	Método de Alocação do Esquema de Modulação	29
3.4.7	Cálculo da Eficiência Espectral	30
3.5	Análise da Eficiência Espectral para Canal com Desvanecimento	33
3.5.1	Modelo de propagação	34
3.5.2	Relação Sinal-Interferência	34
3.5.3	Probabilidade de Erro de Bit	35
3.5.4	Arranjo de Antenas	36
3.5.5	Diversidade em Canais com Desvanecimento	36
3.5.6	Controle de Potência	38
3.5.7	Método de Alocação do Esquema de Modulação	38
3.5.8	Cálculo da Eficiência Espectral	38
4	Simulação e Resultados	39
4.1	Introdução	39
4.2	Metodologia do Simulador	39
4.2.1	Condições da Simulação	39
4.2.2	Distribuição dos Usuários	41
4.2.3	Distribuição de portadoras	43
4.2.4	Cálculo da SIR por Subportadora	44
4.2.5	Alocação da Ordem de Modulação	47
4.2.6	Cálculo da Taxa de Bits por Subportadora	52
4.2.7	Cálculo da Relação E_b/N_0 por Subportadora	52
4.2.8	Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit por Subportadora	53
4.2.9	Cálculo da Vazão de Dados	53
4.2.10	Cálculo da Eficiência Espectral	53
4.3	Resultados	54
4.3.1	Canal AWGN	54
4.3.2	Canal com desvanecimento Rayleigh	56
4.3.3	Análise de Resultados	58
5	Conclusões	69
5.1	Propostas de Trabalhos Futuros	71

Lista de Tabelas

4.1	Parâmetros do sistema.	41
4.2	Coeficientes da expressão de $P_T(r)$ em Watts, para canal AWGN e para diferentes números de antenas N_a	45
4.3	Valores da SIR média, obtidos analiticamente, para canal com desvanecimento Rayleigh, para modulação 4-QAM e controle de potência.	45
4.4	Coeficientes da expressão de $P_T(r)$ em Watts, para canal com desvanecimento Rayleigh e para diferentes números de antenas N_a	46
4.5	Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 1$ antena e diferentes valores da potência de transmissão.	47
4.6	Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 2$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	48
4.7	Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 4$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	48
4.8	Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 6$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	49
4.9	Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, com controle de potência e diferentes números de antenas N_a	49

4.10	Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 3$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	50
4.11	Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 5$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	50
4.12	Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 7$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	51
4.13	Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 9$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.	51
4.14	Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, em canal com desvanecimento Rayleigh, com controle de potência e diferentes números de antenas N_a	52
4.15	Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz para um canal AWGN sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, para $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T	54
4.16	Valores da $\overline{STR}$ para um canal AWGN sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, para $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T	55
4.17	Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz e a $\overline{STR}$ para um canal AWGN com controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, para $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas.	55
4.18	Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz para um canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, para $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T	56
4.19	Valores da $\overline{STR}$ para um canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, para $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T	57

4.20	Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz e a $\overline{SIR}$ para um canal com desvanecimento Rayleigh, com controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7, para $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas.	57
------	---	----

Lista de Figuras

2.1	Sistema de comunicação sem fio.	5
2.2	Formato de Células.	11
2.3	Arranjos para $N=3, 4, 7$	12
2.4	Constelações dos esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64	16
3.1	Rede celular com reuso 7.	20
3.2	Modelo do sistema em um canal com ruído AWGN.	22
3.3	Parâmetro η para o usuário de interesse na posição angular $\phi_0 = 0$ com $N_a = 1, 2, 4, 8$ antenas.	26
3.4	Fluxograma para a obtenção das expressões da potência transmitida em função da distância para cada fator de reuso N e ordem de modulação M	28
3.5	Região de cobertura para a alocação do esquema de modulação M -QAM.	30
3.6	Fluxograma para a obtenção das coberturas das modulações M -QAM com $M = 4, 16$ e 64 , no caso sem controle de potência para cada distância r_0 e $N = 1, 3, 4$ e 7	32
3.7	Modelo de um sistema de transmissão em canal com desvanecimento.	33
4.1	Fluxograma para a avaliação da eficiência espectral mediante simulação através do método de Monte Carlo.	40
4.2	Distribuição uniforme de um número arbitrário de usuários na célula central e as 6 co-células interferentes para o fator de reuso 3.	42
4.3	Distribuição uniforme em área de usuários na célula central e as 6 co-células interferentes para o fator de reuso 3 e 1000 usuários por célula.	43
4.4	Probabilidade de erro de bit em um canal com desvanecimento Rayleigh e modulação 4-QAM.	46
4.5	Eficiência espectral em função da potência de transmissão para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em canal AWGN sem controle de potência e distinto número de antenas N_a	58

4.6	Eficiência espectral em função da potência de transmissão para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em canal com desvanecimento Rayleigh sem controle de potência e distinto número de antenas N_a	59
4.7	Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 1, 2, 4$ e 6 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal AWGN, sem controle de potência para máxima potência de transmissão.	60
4.8	Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 1, 2, 4$ e 6 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal AWGN, com controle de potência.	61
4.9	Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 3, 5, 7$ e 9 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência para máxima potência de transmissão.	62
4.10	Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 3, 5, 7$ e 9 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal com desvanecimento Rayleigh, com controle de potência.	63
4.11	Comparação da eficiência espectral do sistema para os casos com e sem controle de potência para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal AWGN e $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas.	64
4.12	Comparação da eficiência espectral do sistema para os casos com e sem controle de potência para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal com desvanecimento Rayleigh e $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas.	65
4.13	Raio de cobertura em função do fator de reuso para as modulações 64-QAM, 16-QAM e 4-QAM, para os casos sem controle de potência (1) e com controle de potência (2) em um canal AWGN com $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas.	67
4.14	Raio de cobertura em função do fator de reuso para as modulações 64-QAM, 16-QAM e 4-QAM, para os casos sem controle de potência (1) e com controle de potência (2) em um canal com desvanecimento Rayleigh com $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas.	68

Glossário

2G	- Segunda Geração.
3GPP	- Third Generation Partnership Project.
AWGN	- Ruído Aditivo Branco Gaussiano (<i>Additive White Gaussian Noise</i>).
BER	- <i>Bit Error Rate</i> .
CDMA	- <i>Code Division Multiple Access</i> .
ERM	- Estação Rádio Móvel.
ERB	- Estação Rádio Base.
FDMA	- <i>Frequency Division Multiple Access</i> .
FFR	- <i>Fractional Frequency Reuse</i> .
GSM	- <i>Global System for Mobile Communications</i> .
ICC	- Interferência de Co-Canal.
ISI	- Interferência Inter-simbólica.
IS-95	- <i>Interim Standard 95</i> .
LTE	- <i>Long Term Evolution</i> .
M-QAM	- <i>Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation</i> .
MRC	- <i>Maximal Ratio Combining</i> .
MatLab	- <i>Matrix Laboratory</i> .
OFDMA	- <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i> .
PAM	- <i>Pulse Amplitude Modulation</i> .
PDF	- Função Densidade de Probabilidade <i>Probability Density Function</i> .
RF	- Rádio frequência.
SIR	- <i>Signal-to-Interference Ratio</i> .
SNR	- <i>Signal-to-Noise Ratio</i> .
TDMA	- <i>Time Division Multiple Access</i> .
WiMax	- <i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i> .

Lista de Símbolos

B_c	- Banda de coerência.
T_c	- Tempo de coerência.
$\tau_m ax$	- Dispersão temporal (<i>Delay spread</i>).
f_m	- Deslocamento <i>Doppler</i> máximo
P_R	- Potência recebida.
P_T	- Potência transmitida.
β	- Expoente de perda de percurso.
P_{Ti}	- Potência transmitida desde o usuário de interesse.
P_{Ri}	- Potência recebida desde o usuário u_i .
N_0	- Densidade espectral de potência de ruído unilateral.
$r(t)$	- Sinal recebido.
$s(t)$	- Sinal transmitido.
$n(t)$	- Sinal de ruído.
$f_A(\alpha)$	- Função densidade de probabilidade de uma variável aleatória Rayleigh.
N	- Fator de reuso de frequência
D	- Distância de reuso de frequência.
M	- Ordem da modulação.
$\mathcal{A}$	- Alfabeto.
E_s	- Energia de símbolo.
E_b	- Energia de bit.
c	- Amplitude do símbolo em uma constelação M -QAM.
u_0	- Usuário na célula central.
u_i	- Usuário interferente.
P_a	- Probabilidade de acerto.
P_s	- Probabilidade de erro de símbolo.
R	- Raio da célula.
R_0	- Raio interno da célula.
r_i	- Variável aleatória da posição radial do usuário u_i .
ϕ_i	- Variável aleatória da posição angular do usuário u_i .
d_i	- Posição radial do usuário u_i relativo à ERB_0 .
θ_i	- Posição angular do usuário u_i relativo à ERB_0 .
$\varphi(N)$	- Ângulo do deslocamento das co-células devido ao fator de reuso.

$\omega(i)$	- Ângulo do deslocamento das co-células respeito à origem.
$f_R(r)$	- Função densidade de probabilidade da variável aleatória r_i .
$f_\Phi(\phi)$	- Função densidade de probabilidade da variável aleatória ϕ_i .
$\overline{\left[\frac{S}{I}\right]}$	- SIR média.
P_b	- Probabilidade de Erro de bit.
$P_{b,AWGN}$	- Probabilidade de Erro de bit em canal AWGN.
$P_{b,FAD}$	- Probabilidade de Erro de bit em canal com desvanecimento Rayleigh.
$\eta(\phi_0, \theta_i)$	- Fator de redução da potência de interferência normalizada.
N_a	- Número de antenas no arranjo.
λ	- Comprimento de onda.
R_{bmin}	- Taxa de dados mínima.
P_{Tmax}	- Potência de transmissão máxima.
B	- Largura de banda total do sistema.
B_u	- Largura de banda por usuário.
B_P	- Largura de banda por subportadora.
ξ	- Eficiência Espectral.
T_r	- Vazão de dados do sistema (<i>throughput</i>).
α	- Variável aleatória Rayleigh.
γ_{bi}	- Variável aleatória da relação sinal-ruído por bit.
N_F	- Figura de ruído na ERB.
P_{bmax1}	- Probabilidade de erro máxima em canal AWGN.
P_{bmax2}	- Probabilidade de erro máxima em canal com desvanecimento Rayleigh.
N_u	- Número de usuários.
N_P	- Número de portadoras.
$N_P U$	- Número de portadoras 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". 7th International Telecommunications Symposium ITS, Manaus, Brasil, Setembro 2010.
2. E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, C. de Almeida. "Spectral Efficiency of the Uplink of Cellular Networks". International Workshop on Telecommunications IWT, Rio de Janeiro, Brasil, Maio 2011.
3. E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, 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". XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações SBRT, Curitiba, Brasil, Outubro 2011.
4. E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, C. de Almeida. "Avaliação da Eficiência Espectral Média para o Enlace Reverso de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal". XXIX Simpósio Brasileiro de Telecomunicações SBRT, Curitiba, Brasil, Outubro 2011.

Capítulo 1

Introdução

1.1 Introdução

A evolução da tecnologia celular desde o seu início com os primeiros sistemas de comunicação móvel digital 2G (Segunda Geração), IS-95 (*Interim Standard 95*) e GSM (*Global System for Mobile Communications*), até os sistemas de acesso sem fio de banda larga mais modernos, tais como, 3GPP LTE (*Long Term Evolution*) e WiMAX (*Worldwide Interoperability for Microwave Access*), tem implicado em um incremento significativo no número de usuários com maiores demandas de serviços e aplicações que requerem níveis altos de qualidade de serviço e de taxas de dados. Para isto, as tecnologias de múltiplo acesso foram evoluindo desde TDMA (*Time Division Multiple Access*), FDMA (*Frequency Division Multiple Access*), CDMA (*Code Division Multiple Access*) e diferentes variações até convergir no OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), que suporta as características necessárias para entregar serviços de banda larga e alta mobilidade.

Em um sistema OFDMA, o espectro é dividido em um grande número de subportadoras ortogonais, onde diferentes conjuntos dessas subportadoras ou subcanais são alocados a diferentes estações rádio móveis (ERMs) baseado em seus requisitos de largura de banda. Desta maneira, a técnica OFDMA possibilita o compartilhamento flexível dos recursos de rádio através da multiplexação das ERM's sobre o grupo de subcanais. Por outro lado, dada a baixa taxa de símbolos em cada subcanal OFDMA, se faz possível utilizar intervalos de guarda que

permitam eliminar a interferência intersimbólica (ISI, *Intersymbol Interference*). Além disso, a equalização é simples, dado que a resposta em frequência é relativamente plana ao longo do subcanal.

Apesar dessas vantagens, o problema da interferência de co-canal (ICC) produz uma limitação importante em uma rede móvel celular baseada em OFDMA. A ICC ocorre quando o mesmo grupo de subcanais é reusado em uma rede sendo mais grave ainda para aquelas ERMs na borda da célula, dado que a intensidade do sinal na borda é muito menor do que o sinal de uma ERM no centro da célula devido à grande distância até a estação rádio base (ERB). Assim, em um ambiente multicelular com uma forte carga de tráfego, a interferência de co-canal entre as células deteriora severamente o desempenho da uma rede e pode interromper o serviço dos usuários na borda da célula. Portanto, a interferência de co-canal em uma rede OFDMA é um assunto que merece bastante atenção e tem sido tratado em temas de pesquisa em trabalhos recentes [1], [2], [3], [4], [5], que propõem técnicas para a mitigação da interferência de co-canal. Estas técnicas podem ser via acesso aleatório através de saltos em frequência [1], cancelamento da interferência através do processamento no receptor [2], ou coordenação da interferência através de restrições impostas pelo planejamento de frequência e potência [3], [4], [5].

Por outro lado, o reuso efetivo de recursos em um sistema celular pode melhorar muito a capacidade deste sistema. Nas redes atuais é necessária a utilização de reuso de frequência devido à escassez do espectro. Um fator de reuso menor faz com que uma maior largura de banda disponível possa ser utilizada para cada célula, razão pela qual o fator de reuso de frequência unitário é desejável. No entanto, com o uso de fator de reuso unitário, a maior parte das ERMs são afetadas por uma ICC severa, especialmente aquelas na borda da célula. O método convencional para se resolver o problema com a ICC é incrementar o fator de reuso, com o qual se consegue combater eficientemente a interferência, porém às custas de um decremento na largura de banda disponível em cada célula. Isto resulta em transmissões de dados restritas e uma baixa eficiência espectral. Assim, foram propostos esquemas que manipulam de forma refinada os fatores de reuso de frequência com a finalidade de obter melhores resultados de um compromisso entre a eficiência espectral e a interferência de co-canal. Estes métodos são conhecidos como reuso de frequência fracionário (FFR, *Fractional Frequency Reuse*), que é

considerado como uma implementação do mecanismo de coordenação da interferência de co-canal [6], [7], [8], [9], [10].

Considerando os problemas descritos anteriormente, o presente trabalho pretende implementar um estudo inicial na forma de um simulador para a avaliação da eficiência espectral no enlace reverso de um sistema celular na presença de interferência de co-canal. A análise é feita para dois tipos de canais, canal com apenas ruído AWGN e canal com presença de desvanecimento devido a múltiplos percursos do tipo Rayleigh. A eficiência espectral é avaliada para fatores de reuso de frequência clássicos 1, 3, 4 e 7. Considera-se também uma estratégia de controle de potência dependente da distância e modulação adaptativa baseada na SIR e na probabilidade de erro de bit. Adicionalmente, é considerada a utilização de arranjo de antenas para diminuição dos efeitos da interferência e para prover diversidade no caso do canal com desvanecimento.

1.2 Organização do Trabalho

Esta dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos:

- O capítulo 2 apresenta os conceitos básicos envolvidos no desenvolvimento deste trabalho. Entre eles os referentes a sistemas de comunicação sem fio digital e fundamentos das redes celulares.
- No capítulo 3 é realizada a modelagem matemática do sistema. São apresentadas expressões matemáticas, nas quais é baseado o simulador.
- O capítulo 4 descreve a metodologia do simulador e apresenta no final os resultados obtidos da avaliação da eficiência espectral.
- Finalmente, no capítulo 5 apresentam-se as conclusões finais do trabalho junto com as propostas de trabalhos futuros.

Capítulo 2

Conceitos Básicos

2.1 Introdução

Este capítulo tem como objetivo descrever alguns conceitos básicos importantes nos quais foi baseado o presente trabalho. São descritos os conceitos relativos a um sistema digital de comunicações sem fio em canais AWGN e em canais com desvanecimento. São também apresentados os fundamentos de uma rede celular e finalmente é feita uma breve descrição do esquema de modulação M -QAM (*Multi-Level Quadrature Amplitude Modulation*).

2.2 Sistema de Comunicação Sem Fio Digital

Um sistema de comunicações sem fio pode ser modelado como mostrado na Fig. 2.1, com três blocos importantes que são: transmissor, canal e receptor. A fonte de informação pode ser constituída de sinais de audio, video, e-mail, imagens ou dados em distintos formatos. Assim, o transmissor recebe o sinal de informação na forma de pacotes de bits e os envia ao receptor através de formas de onda.

Neste sistema, as etapas mais importantes no domínio digital são a codificação e a modulação para adequar o sinal a ser transmitido ao canal. O codificador geralmente agrega redundância, a que permitirá a correção de erros no receptor. O modulador prepara o sinal digital para o canal sem fio realizando várias operações. O sinal digital modulado é então con-

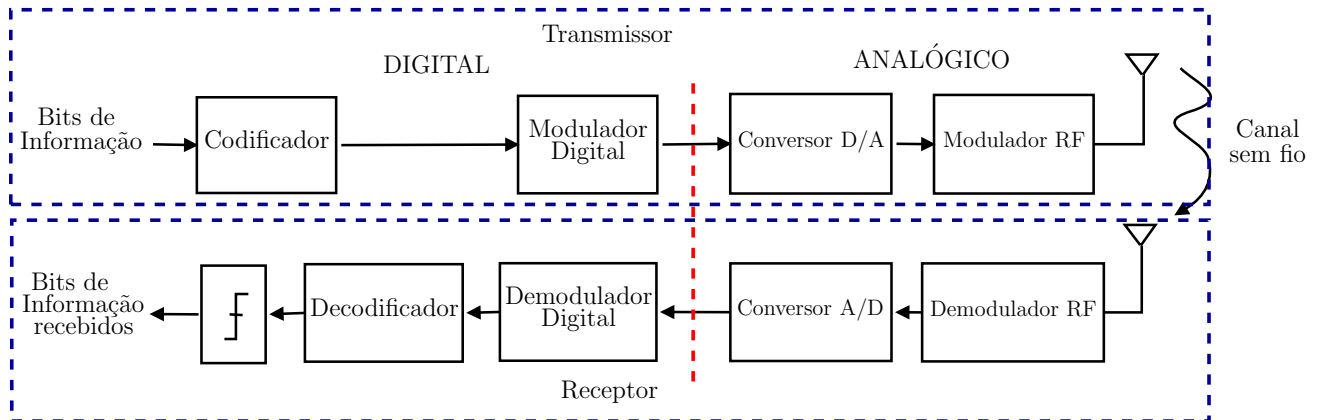


Figura 2.1: Sistema de comunicação sem fio.

vertido em uma forma de onda e transportado para uma banda de radio frequência e finalmente radiado como uma onda eletromagnética por uma antena.

O receptor basicamente realiza as operações reversas. O sinal recebido é convertido em uma sinal digital, após os processos de demodulação e decodificação, que em caso de sucesso irão reproduzir idealmente na saída o fluxo de bits original.

2.2.1 Sistemas de Banda Estreita e Banda Larga

Os sistemas sem fio podem ser classificados em sistemas de banda estreita que suportam baixas taxas de dados e os sistemas de banda larga que suportam altas taxas de dados. São definidos como sistemas de banda estreita ou banda larga dependendo da largura de banda dos canais físicos com os quais operam. Assim a largura de banda de um canal pode ser comparada com a largura de banda de coerência B_c . Esta comparação irá trazer subsídios a respeito da seletividade do desvanecimento.

A banda de coerência de um canal é definida como o intervalo espectral cuja resposta em frequência é correlacionada, portanto todas as componentes de frequência dentro dessa faixa são afetadas pelo mesmo fenômeno de desvanecimento, que ocorre devido à propagação por múltiplos percursos. Assim, os sistemas que operam com canais substancialmente mais estreitos do que a banda de coerência são conhecidos como sistemas de banda estreita, e os sistemas de banda larga operam com canais substancialmente mais largos do que a banda de

coerência. A banda de coerência B_c é aproximadamente dada por [13]:

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (2.1)$$

onde τ_{max} é um parâmetro conhecido como dispersão temporal (*delay spread*) máxima, o qual especifica a duração máxima da resposta ao impulso do canal. Considerando que o sinal se propaga através de múltiplos percursos, a dispersão temporal é o intervalo de tempo que decorre entre a chegada do sinal do primeiro e do último percurso, considerado não desprezível.

Dentro deste contexto, outras definições importantes a serem mencionadas são a banda *Doppler* (*Doppler spread*) e o intervalo de tempo de coerência do canal, T_c . A banda *Doppler* é causada pelo movimento relativo entre o transmissor e o receptor que introduz deslocamentos aleatórios de frequência ou fase no receptor que podem resultar em uma perda de sincronismo. Por outro lado, o intervalo de tempo de coerência é o dual no domínio do tempo da banda *Doppler*, que mede o intervalo de tempo em que a resposta ao impulso do canal permanece imutável, ou seja, indica o intervalo de tempo no qual dois sinais apresentam correlação em amplitude. Desta maneira, o intervalo de tempo de coerência T_c é inversamente proporcional à banda *Doppler* e é definido como o intervalo de tempo sobre o qual a função de correlação normalizada é maior que 0,5 e que pode ser aproximado por [13]:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.2)$$

onde f_m é o deslocamento *Doppler* máximo.

2.2.2 Perda de Propagação

A perda de propagação é a redução da potência da onda eletromagnética conforme esta propaga-se pelo espaço. Assim, um modelo simplificado da perda de propagação média a grande escala, para uma separação arbitrária entre o transmissor e o receptor, é expresso como:

$$P_R = P_T d^{-\beta} \quad (2.3)$$

onde d é a separação entre o transmissor e o receptor e β é o expoente de perda de propagação

que indica a taxa com a qual a perda de propagação aumenta com a distância. O valor de β depende do ambiente de propagação específico, assim para o espaço livre $\beta = 2$ e para ambientes urbanos $\beta = 4$.

2.2.3 Canal AWGN

O canal em que o ruído é aditivo gaussiano e branco (AWGN, *Additive White Gaussian Noise*) é um modelo básico e geralmente aceito para o ruído térmico em um canal de comunicações, livre de desvanecimento, não linearidades ou fenômenos de dispersão. Este canal considera o ruído como aditivo com valor médio igual a zero, largura de banda infinita e densidade espectral de potência unilateral igual a N_0 [W/Hz], onde o sinal recebido é igual ao sinal transmitido mais o ruído, dado por:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (2.4)$$

Assim, apesar do canal AWGN não contemplar muitas outras imperfeições, ele se constitui em uma referência importante para a avaliação de desempenho dos sistemas de comunicação.

2.2.4 Canais com Desvanecimento

O desvanecimento em um canal sem fio é causado pela recepção de múltiplas versões de um mesmo sinal. O sinal transmitido alcança o receptor como um grande número de ondas dispersas devido às reflexões que sofre sobre terrenos irregulares, à presença de obstruções, às variações da constante dielétrica do meio, dentre outras. Dependendo da diferença de fase entre os sinais que chegam no receptor, a resultante deles pode ser construtiva ou destrutiva, causando diferenças na amplitude do sinal recebido.

O tipo de desvanecimento que experimenta um sinal propagado através de um canal rádio móvel depende da natureza do sinal transmitido em relação às características do canal. Assim, dependendo da relação entre os parâmetros do sinal (largura de banda, duração de um símbolo, entre outros) e os parâmetros do canal (dispersão temporal e banda *Doppler*), os diferentes sinais transmitidos experimentam diferentes tipos de desvanecimento. Deste modo,

a dispersão no tempo e frequência em um canal rádio móvel geram distintos possíveis efeitos. A dispersão temporal conduz à dispersão no tempo e o desvanecimento em frequência, entretanto a banda *Doppler* conduz para a dispersão em frequência e o desvanecimento no tempo.

No caso do desvanecimento em frequência, este pode ser plano ou seletivo em frequência. Quando a largura de banda B do sinal é consideravelmente menor que B_c é chamado de desvanecimento plano. Quando B é maior que B_c é chamado de desvanecimento seletivo em frequência, quer dizer o desvanecimento afeta somente uma faixa de frequência desta banda.

No caso de desvanecimento no tempo, este pode ser rápido quando a resposta ao impulso do canal varia rapidamente com a duração de um símbolo, quer dizer quando T_c é menor que o período do símbolo T_s . Ao contrário, quando T_s é menor que T_c é conhecido como desvanecimento lento.

Desvanecimento com Distribuição Rayleigh

Em canais rádio móveis, a distribuição Rayleigh é comumente utilizada para descrever a estatística da natureza variante no tempo do desvanecimento plano. O modelo de desvanecimento Rayleigh é utilizado unicamente no caso onde não existe linha de visada. Portanto, o sinal recebido é a soma de sinais formadas pelo sinal transmitido espalhado por obstruções em posições aleatórias que impõem diferentes atenuações e fases. Assim, as fases das ondas espalhadas são uniformemente distribuídas entre 0 e 2π rad, e as amplitudes e fases são estatisticamente independentes umas das outras.

Desta maneira, considerando um sinal de portadora na frequência ω_0 e com amplitude a , escrita da forma exponencial como:

$$s = ae^{j\omega_0 t} \quad (2.5)$$

e o sinal recebido s_r é a soma de L ondas espalhadas e é dado por:

$$r(t) = \sum_{i=1}^L a_i e^{j(\omega_0 t + \theta_i)} \triangleq \alpha e^{j(\omega_0 t + \theta)} \quad (2.6)$$

onde a_i e θ_i são a amplitude e fase da i -ésima onda espalhada, respectivamente. Assim, se tem

que:

$$\alpha e^{(j\theta)} = \sum_{i=1}^L a_i e^{[j\theta_i]} = \sum_{i=1}^L a_i \cos(\theta_i) + j \sum_{i=1}^L a_i \sin(\theta_i) \quad (2.7)$$

onde:

$$\alpha_I \triangleq \sum_{i=1}^L a_i \cos(\theta_i) = \alpha \cos(\theta) \quad (2.8)$$

$$\alpha_Q \triangleq \sum_{i=1}^L a_i \sin(\theta_i) = \alpha \sin(\theta) \quad (2.9)$$

$$\alpha^2 = \alpha_I^2 + \alpha_Q^2 \quad (2.10)$$

Dado que L é usualmente um número muito grande e partindo do teorema do limite central pode-se mostrar que as componentes em fase e quadratura do sinal recebido, α_I e α_Q são variáveis aleatórias gaussianas com média zero e variâncias $\sigma_{\alpha_I}^2 = \sigma_{\alpha_Q}^2 \triangleq \sigma_\alpha^2$. Assim, a envoltória $\alpha = \sqrt{\alpha_I^2 + \alpha_Q^2}$ é uma variável aleatória Rayleigh com PDF (*Probability Density Function*) dada por [14]:

$$f_A(\alpha) = \begin{cases} \frac{\alpha}{\sigma_\alpha^2} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma_\alpha^2}} & \alpha \geq 0 \\ 0 & \text{outro caso} \end{cases} \quad (2.11)$$

onde a média é dada por $E[\alpha] = \sqrt{\pi/2}\sigma_\alpha$ e o segundo momento ou valor quadrático médio por $E[\alpha^2] = 2\sigma_\alpha^2$ que representa a potência recebida média devido ao desvanecimento. Assim, a potência recebida $\alpha^2 = \alpha_I^2 + \alpha_Q^2$ apresenta uma distribuição exponencial dada por [14]:

$$f_{A^2}(\alpha) = \frac{1}{2\sigma_\alpha^2} e^{-\frac{\alpha}{2\sigma_\alpha^2}} \quad r \geq 0 \quad (2.12)$$

Além disso, a fase θ é definida por:

$$\theta_\alpha = \arctan\left(\frac{\alpha_Q}{\alpha_I}\right) \quad (2.13)$$

e é uniformemente distribuída entre $0 \leq \theta_\alpha \leq \pi$.

Estratégias de Diversidade

As estratégias de diversidade são usadas para combater os efeitos do desvanecimento. Os métodos de diversidade se aproveitam do fato que os desvanecimentos ocorrem em canais independentes, constituindo assim eventos independentes. Portanto, se uma informação é disponível em dois ou mais percursos, desvanecimentos simultâneos nestes percursos são menos prováveis de ocorrer. Desta maneira, ao combinar de maneira adequada os sinais dos diversos percursos, o desempenho pode ser melhorado.

A diversidade pode ocorrer de vários modos como: no espaço, em frequência ou no tempo.

- *Diversidade Espacial.* Nesta técnica a diversidade é obtida através da utilização de várias antenas no receptor. Assim, com uma separação suficiente entre as antenas, pode-se garantir que os sinais recebidos experimentem desvanecimentos descorrelacionados.
- *Diversidade Temporal.* Esta técnica consiste em retransmitir a informação em distintos instantes de tempo determinados convenientemente para os sinais recebidos experimentarem desvanecimentos descorrelacionados. Para que isto ocorra, o intervalo entre retransmissões deve superar o intervalo tempo de coerência do canal T_c .
- *Diversidade em Frequência.* Esta técnica consiste em transmitir dois ou mais sinais carregando a mesma informação em portadoras distintas. A descorrelação entre os desvanecimentos é alcançada se a separação das frequências de portadoras for maior que B_c .

2.3 Rede Celular

Uma rede celular consiste em um número grande de terminais móveis, chamadas de estações rádio móveis *ERMs*, que podem se encontrar em carros, prédios, ruas ou qualquer outro lugar. Existe na rede também um número fixo de estações rádio base *ERB*, organizadas e assim como as *ERMs* possuem um nível de potência de transmissão regulado para prover o sinal requerido aos terminais em uma determinada área de cobertura. A dita área de cobertura é chamada de célula, a qual é geralmente modelada como uma região hexagonal com a *ERB* no centro, e assim uma região ou cidade é dividida em uma grade hexagonal de células. Na realidade,

as *ERBs* estão localizadas irregularmente em topos de prédios ou de colinas gerando células com formas não geométricas e que apresentam áreas de cobertura que podem não ter o nível de sinal requerido, como mostra a Fig. 2.2.

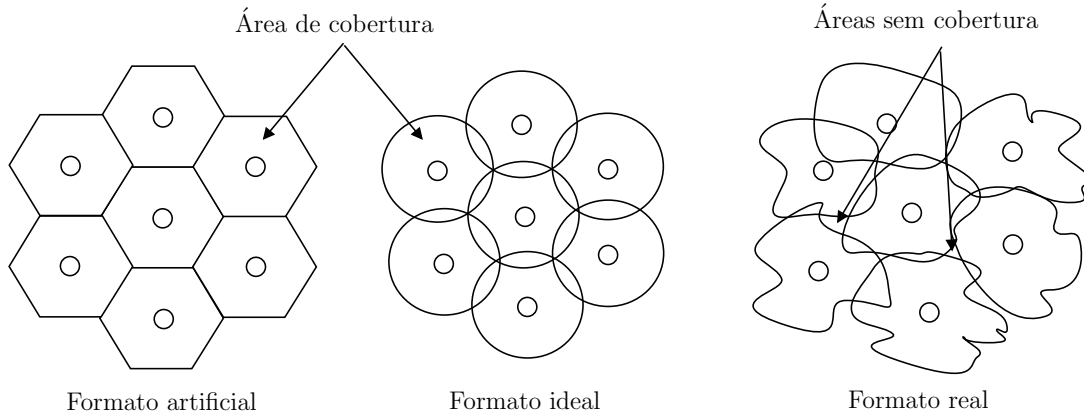


Figura 2.2: Formato de Células.

O enlace sem fio desde a *ERB* até a *ERM* é chamado de enlace direto (*downlink*) e o enlace desde a *ERM* até a *ERB* é chamado de enlace reverso (*uplink*). No enlace direto existem vários usuários conectados a uma única estação rádio base, logo a *ERB* deve multiplexar os sinais dos vários usuários ativos e enviar como uma única forma de onda, da qual cada usuário pode extrair seu sinal. O canal combinado desde uma estação base até os múltiplos usuários é chamado de canal *broadcast*. Para o enlace reverso, cada usuário conectado à sua *ERB* transmite sua própria forma de onda e a *ERB* recebe a soma das formas de ondas dos vários usuários. A *ERB* deve então separar os sinais de cada usuário adequadamente. O canal combinado desde cada usuário até a *ERB* é chamado de canal de múltiplo acesso.

2.3.1 Reuso de Frequência

Nos sistemas rádio celulares, a cada estação rádio base é alocado um grupo de canais de rádio a serem usados dentro da célula correspondente. Assim, a largura de banda total deve ser dividida entre várias células, de maneira que às estações rádio base de células adjacentes serão alocados grupos de canais completamente diferentes. Assim, limitando a área de cobertura dentro das

bordas da célula, o mesmo grupo de canais pode ser usado em diferentes células separadas umas das outras por distâncias suficientemente grandes para manter os níveis de interferência em limites toleráveis. Desta maneira, o processo realizado para a seleção e alocação dos grupos de canais para todas as *ERBs* na rede dentro de um sistema celular é conhecido como reuso de frequência ou planejamento de frequência.

É assim que entre o conjunto de células vizinhas a largura de banda é dividida. O conjunto de células que não podem utilizar os mesmos canais de frequência, é conhecido como arranjo ("*cluster*"). Além disso, células em arranjos distintos que utilizam os mesmos canais são conhecidas como co-células.

Um arranjo só pode conter certos números de células, dados pela relação:

$$N = i^2 + ij + j^2 \quad (2.14)$$

onde, i e j são números inteiros, portanto o número de células por *cluster* N pode assumir os valores de: 1, 3, 4, 7, 9, 12, entre outros, como mostrado na Fig. 2.3. Assim, N é também conhecido como o fator de reuso de frequência. Além disso, a distância entre os centros de qualquer par de co-células em arranjos adjacentes é chamada de distância de reuso D .

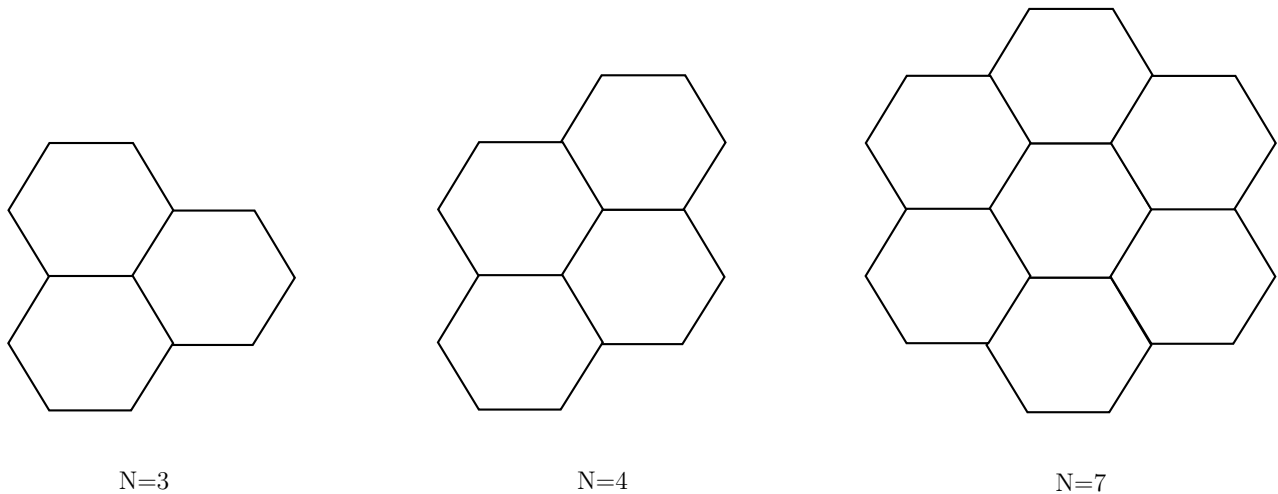


Figura 2.3: Arranjos para $N=3, 4, 7$.

2.3.2 Eficiência Espectral

A eficiência espectral é um parâmetro de grande importância a ser considerado em meios de banda limitada como o rádio. Ela quantifica o tráfego que pode ser transportado em uma dada largura de banda de uma rede. Portanto, pode ser definido como a relação entre a taxa de bits de informação sem erro e a largura de banda do canal com unidades de bps/Hz. Assim, em uma rede celular, a eficiência espectral é determinada pela vazão de dados (*throughput*) que cada célula pode suportar em uma quantidade de espectro dada.

2.3.3 Interferência e Capacidade

A interferência é o principal fator limitante do desempenho de uma rede celular e deve ser considerada no projeto do sistema. As causas de interferência mais importantes em um sistema rádio móvel são a interferência de co-canal e a interferência de canal adjacente. Outros tipos de interferência são a interferência de intermodulação e a interferência inter-simbólica.

A interferência de intermodulação é gerada em qualquer circuito não linear quando a soma de dois ou mais sinais resulta em um outro sinal com a mesma ou quase a mesma frequência do sinal desejado. A ISI é intrínseca aos sistemas digitais e é uma consequência da largura de banda limitada do meio de transmissão, que faz com que os símbolos transmitidos sejam distorcidos ocasionando uma dispersão no tempo e, por conseguinte, uma sobreposição entre eles.

A interferência de canal adjacente é causada por canais que se encontram muito próximos uns dos outros no espectro de frequência, pela necessidade de se maximizar a eficiência espectral. Desta maneira, devido às limitações dos equipamentos, como a instabilidade da frequência de portadora, a largura de banda do receptor, filtragem, dentre outros, conduzem para a aparição deste tipo de interferência.

Este trabalho, por outro lado, tem como foco principal a análise da interferência de co-canal, que será descrita na próxima seção.

Interferência de Co-Canal

A interferência de co-canal é uma característica própria dos sistemas móveis que utilizam arquitetura celular. Isto é devido a que os canais são reutilizados simultaneamente em várias células com o objetivo de se incrementar a eficiência espectral.

O reuso de frequência implica que em uma dada area de cobertura existam várias células, células que utilizam um mesmo grupo de frequências. Os sinais provenientes dessas células é chamada de interferência de co-canal. Assim, uma *ERB* recebendo o sinal de uma *ERM* dentro da sua célula, pode receber sinais interferentes provenientes de células de outros arranjos e que utilizam o mesmo canal.

Por estas razões, a determinação da distância de reuso tem grande influência nos níveis da interferência de co-canal. Uma distância de reuso maior implica em uma interferência menor, porém o número de células por arranjo aumenta resultando em uma eficiência espectral menor. Portanto, há um compromisso entre o nível de interferência e a eficiência espectral.

Um parâmetro importante de um sistema na presença de interferência de co-canal é a relação *SIR* (*Signal-to-Interference Ratio*), ou relação entre a potência do sinal desejado e a soma das potências dos interferentes. A *SIR* em um instante de tempo é uma variável aleatória, afetada por fenômenos aleatórios como a posição do móvel na célula, desvanecimento, entre outros.

2.4 Modulação de Amplitude em Quadratura QAM

A modulação de amplitude em quadratura QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) é um caso especial da modulação PAM (*Pulse Amplitude Modulation*) passa-faixa, na qual a informação é transmitida através da modulação de amplitude de uma serie de pulsos via duas portadoras que são sinais senoidais defasados 90° um do outro e são chamados de portadoras em quadratura. A forma geral dos sinais QAM é dado por:

$$s(t) = \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t) \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{Ij} g(t - jT) - \sqrt{2} \sin(2\pi f_c t) \sum_{j=-\infty}^{\infty} a_{Qj} g(t - jT) \quad (2.15)$$

onde $g(t)$ é o formato do pulso, f_c é a frequência central do canal, e a_{Ik} e a_{Qk} são os símbolos modulando as componentes em fase e quadratura, respectivamente, e são escolhidos independentemente de um mesmo alfabeto real $\mathcal{A}$.

Alguns exemplos de constelações multi-nível M -QAM são mostrados na Fig. 2.4. As constelações são classificadas de acordo com o número de bits por símbolo que podem transportar. Assim, o número de símbolos na constelação é $M = 2^b$ e b é um número par, de forma que a metade dos bits são representados por valores ao longo do eixo imaginário e a outra metade por valores ao longo do eixo real. Portanto, a modulação QAM é equivalente a dois sinais PAM com portadoras em quadratura, cada um com $\sqrt{M} = 2^{b/2}$ símbolos.

O alfabeto para M -QAM pode ser visto como sendo $M = L^2$, onde L é uma potência de 2 correspondente à ordem de um alfabeto PAM L -ário $\mathcal{A} = \{\pm c, \pm 3c, \dots, \pm (L-1)c\}$, onde c é uma constante. Assim, o m -ésimo elemento deste alfabeto pode ser escrito como $c(-L+1+2m)$ para $m \in \{0, \dots, L-1\}$, então a energia média do alfabeto M -QAM ou energia por símbolo E_s está dada por:

$$\begin{aligned} E_s &= E[|a^2|] = E[|a_I^2|] + E[|a_Q^2|] = 2E[|a_I^2|] \\ &= 2 \sum_{m=0}^{L-1} c^2 (-L+1+2m)^2 \\ &= \frac{2}{3} c^2 (L^2 - 1) \\ &= \frac{2}{3} c^2 (M - 1) \end{aligned} \tag{2.16}$$

Assim, c em termos da energia por bit está dada por:

$$c = \sqrt{\frac{3E_b \log_2 M}{2(M-1)}} \tag{2.17}$$

onde $E_s = E_b \log_2 M$.

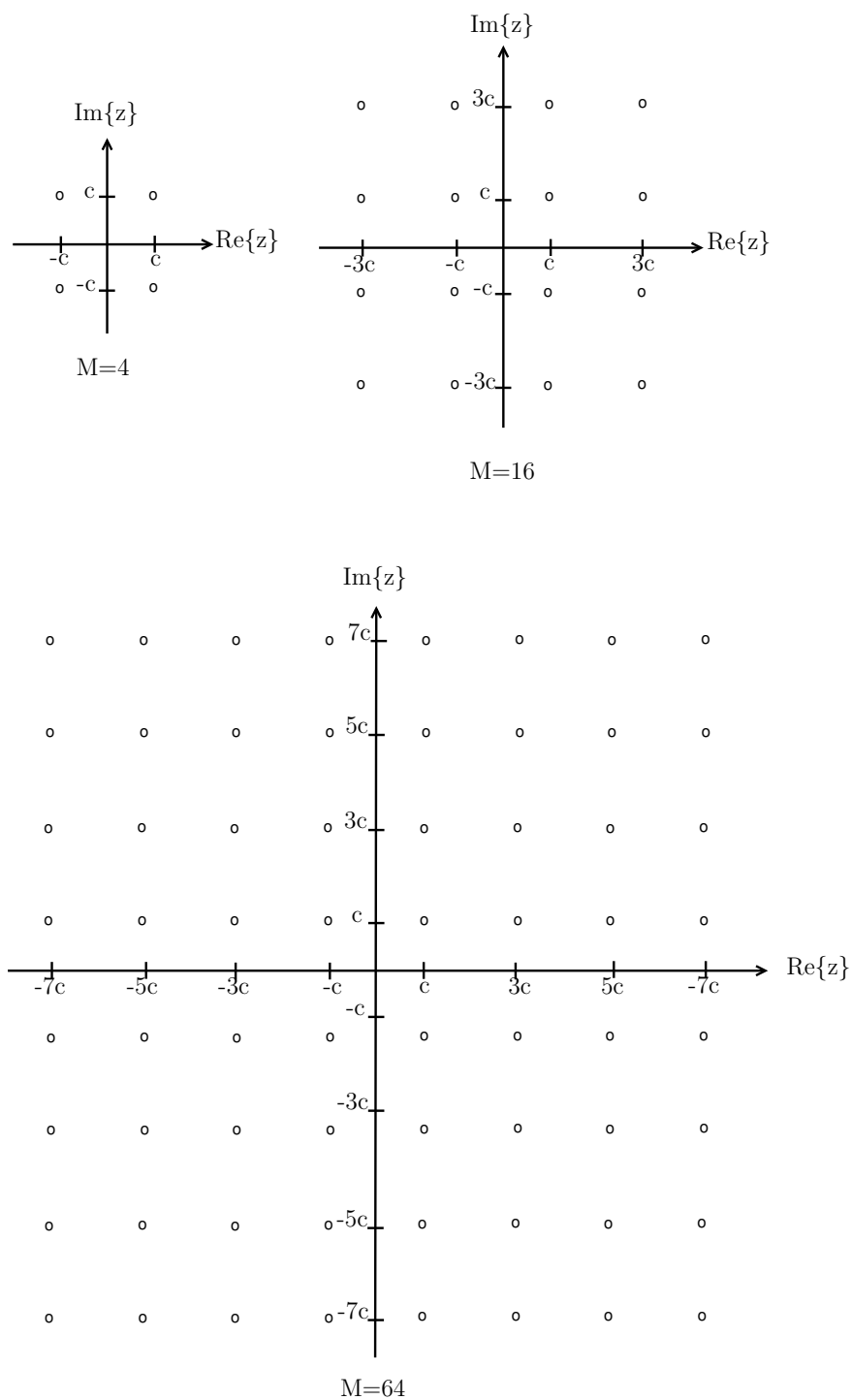


Figura 2.4: Constelações dos esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 .

2.4.1 Probabilidade de Erro de Bit

Dado que os sinais nas componentes em fase e quadratura do sinal M -QAM podem ser perfeitamente divididos no demodulador, a probabilidade de erro de símbolo para M -QAM pode ser determinado a partir da probabilidade de erro de símbolo para um sinal PAM. Especificamente, a probabilidade de uma decisão correta para um sistema M -QAM está dada por [11]:

$$P_a = (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \quad (2.18)$$

onde $P_{\sqrt{M}}$ é a probabilidade de erro de símbolo de um sinal M -PAM que é dada por [11]:

$$P_{\sqrt{M}} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) Q \left(\sqrt{\frac{3 \log_2 M E_b}{M-1 N_0}} \right) \quad (2.19)$$

Onde E_b/N_0 é a SNR (*Signal-to-Noise Ratio*) média por símbolo ou a relação entre a energia de bit e a densidade espectral de potência do ruído N_0 . Portanto, a probabilidade de erro de símbolo para M -QAM é dada por:

$$P_s = 1 - (1 - P_{\sqrt{M}})^2 \quad (2.20)$$

Capítulo 3

Análise Teórica para a Avaliação da Eficiência Espectral na Presença de Interferência de Co-Canal

3.1 Introdução

Os sistemas celulares como WiMAX ou 3GPP LTE, baseados na tecnologia de acesso para sistemas de banda larga OFDMA, apresentam grandes desafios quanto à comunicação multiusuário, pois muitos usuários localizados na mesma área requerem acessar aos recursos do sistema ao mesmo tempo e com uma demanda de altas taxas de dados.

Deste modo, o conceito do reuso de frequência é fundamental nas redes celulares atuais, que tem largura de banda limitada, para uma utilização eficiente do espectro [9] [10]. Assim, usuários localizados em células adjacentes utilizam simultaneamente as mesmas subportadoras, gerando uma forte ICC, que degrada significativamente o desempenho do sistema [12]. Portanto, a ICC representa um grande obstáculo para alcançar cobertura em grandes áreas com alta eficiência espectral.

Neste capítulo será realizada a análise teórica de desempenho de um sistema celular com interferência de co-canal, em termos da eficiência espectral para distintos fatores de reuso clássicos. Considera-se duas análises: a primeira para canais com ruído AWGN e a segunda

para canais que adicionalmente apresentam desvanecimento plano do tipo Rayleigh. Além disso, considera-se modulação adaptativa baseada na SIR e na BER e é analisada uma estratégia de controle de potência. É analisado também a utilização de arranjo de antenas para reduzir os efeitos da interferência e diversidade para mitigar os efeitos do desvanecimento.

3.2 Descrição Geral do Sistema

O sistema radio móvel celular considerado neste trabalho compreende uma rede celular como mostrado na Fig. 3.1 para um fator de reuso 7, onde cada célula tem a sua estação rádio base *ERB* no centro, e a *ERB₀* é a estação rádio base da célula central. É considerado apenas o enlace reverso, isto é os móveis transmitindo para as *ERBs*.

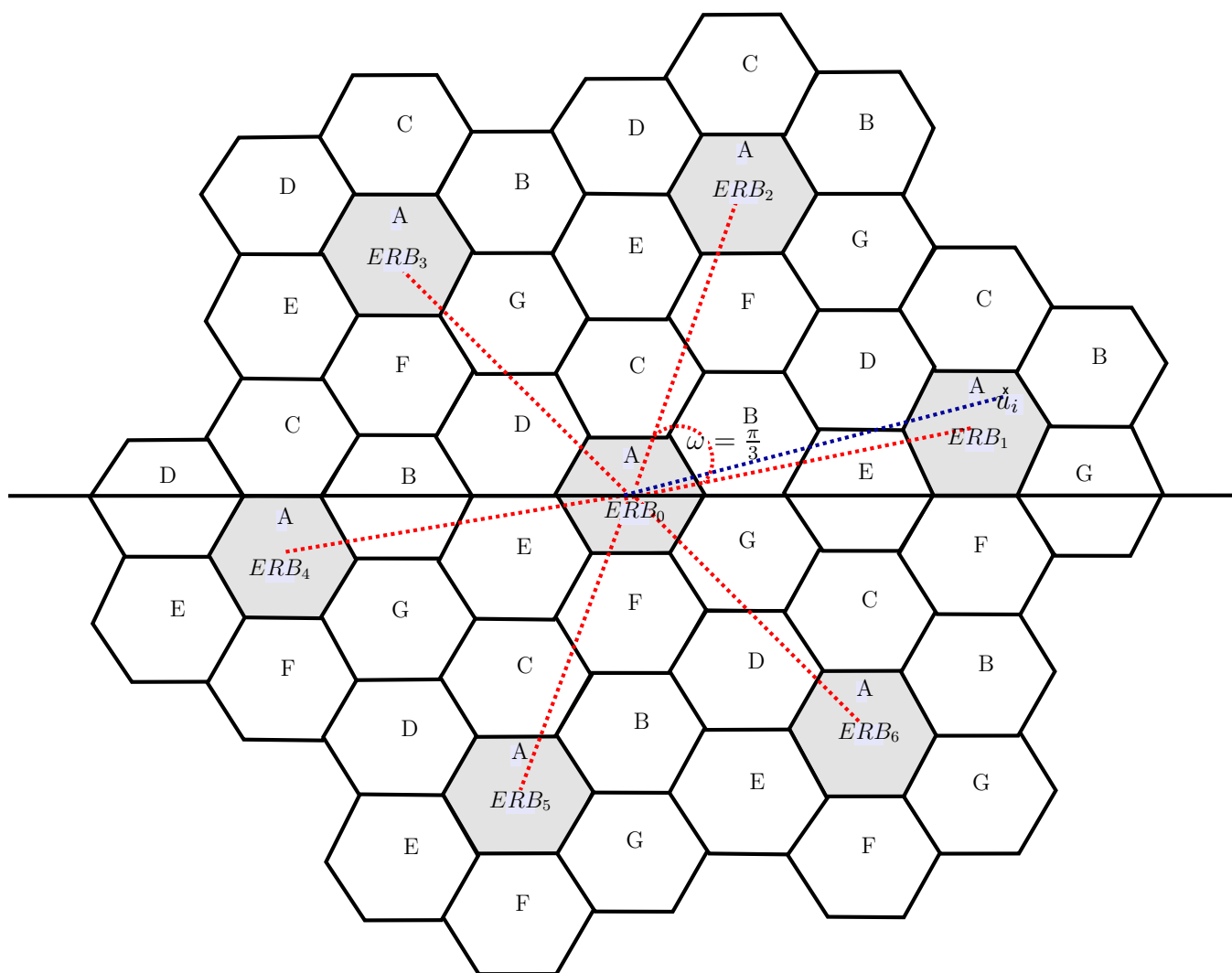
Considera-se um usuário de interesse u_0 localizado na célula central e um usuário interferente u_i em cada uma das co-células. Uma boa aproximação é considerar que a contribuição da primeira camada de 6 células para a interferência total do sistema é dominante, pois a interferência produzida pelas co-células das outras camadas é desprezível.

A análise é realizada para distintos fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4, 7$. Assim, a distância de reuso de co-canal D , que é mostrado na Fig. 3.1b para o fator de reuso 7, é dada por [13]:

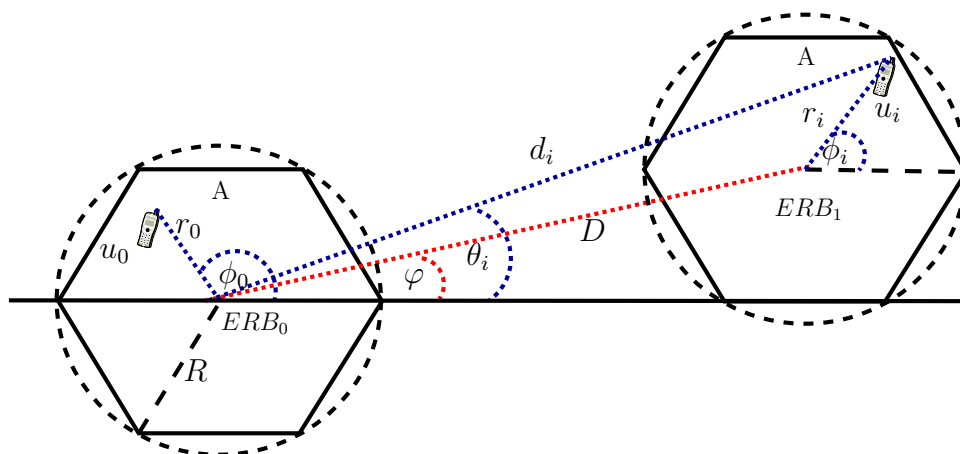
$$D = \sqrt{3NR} \quad (3.1)$$

onde N é o fator de reuso de frequência e R é o raio da célula em metros.

Por outro lado, vamos considerar os esquemas de modulação 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM, os quais correspondem aos esquemas admissíveis em redes celulares como WiMAX ou LTE [14] [15] e que são utilizados de acordo como uma estratégia de alocação que será explicada nas próximas seções.



a)



b)

Figura 3.1: Rede celular com reuso 7.

3.3 Distribuição dos Usuários do Sistema

Os usuários deste sistema encontram-se distribuídos uniformemente na área de cada célula e a posição de cada usuário é determinada por um sistema de coordenadas polares, coordenadas radial e angular (r, ϕ) , relativas à estação rádio base correspondente. Assim, o usuário u_0 da célula central está situado na posição (r_0, ϕ_0) em relação à ERB_0 .

Além disto, considera-se também que as células da rede possuem o formato de um anel, onde R_0 corresponde ao raio interno da célula e R ao raio externo. Portanto, a PDF da variável aleatória r da distância do usuário até a sua estação rádio base é dada por:

$$f_R(r) = \frac{2r}{R^2 - R_0^2}, \quad \text{para } R_0 \leq r \leq R \quad (3.2)$$

Por outro lado, a variável da posição angular do usuário ϕ relativa à sua ERB , é uma variável uniformemente distribuída com PDF dada por:

$$f_\Phi(\phi) = \frac{1}{2\pi}, \quad \text{para } 0 \leq \phi \leq 2\pi \quad (3.3)$$

Para o caso dos usuários das células interferentes, além de conhecer sua posição relativa à sua ERB , é importante conhecer a posição relativa à estação rádio base da célula central ERB_0 . Assim, um usuário u_i na i -ésima co-célula interferente, para $i = 1, \dots, 6$, tem como coordenadas polares relativas à ERB_0 , (d_i, θ_i) como é mostrado na Fig. 3.1b.

A distância d_i entre o usuário interferente u_i na co-célula interferente i e a ERB_0 , em termos das posições radial e angular deste usuário relativas a ERB (r_i, ϕ_i) e da distância de reuso de co-canal dada em (3.1), é dada por:

$$d_i = \sqrt{\left[\sqrt{3NR} + r_i \cos(\phi_i)\right]^2 + [r_i \sin(\phi_i)]^2} \quad (3.4)$$

A posição angular θ_i do usuário u_i da i -ésima co-célula interferente em relação à ERB_0 , pode ser expressa em termos das posições radial e angular desse usuário relativas à sua estação rádio base (r_i, ϕ_i) e do ângulo $\varphi(N) = \pi/6, 0, \pi/6, \arctan(\sqrt{3}/9)$ para $N = 1, 3, 4, 7$, que é o ângulo que indica o deslocamento produzido pelo fator de reuso, e do deslocamento $\omega(i) =$

$0, \pi/3, 2\pi/3, \pi, 4\pi/3, 5\pi/3$ que tem cada uma das 6 co-células como é mostrado na Fig. 3.1a. Assim, θ_i é dada por:

$$\theta_i = \arctan \left(\frac{r_i \sin(\phi_i - \varphi(N))}{D + r_i \cos(\phi_i - \varphi(N))} \right) + \omega(i) \quad (3.5)$$

3.4 Análise da Eficiência Espectral para o Canal AWGN

Nesta seção será descrito o processo de análise da eficiência espectral do sistema descrito na seção anterior em um canal AWGN. Neste cenário considera-se unicamente a atenuação do sinal transmitido causada pela perda de percurso, o ruído térmico no receptor que é modelado como um ruído AWGN com densidade espectral de potência unilateral N_0 e a interferência de co-canal, as quais constituem as fontes de erro do sistema. Assim, o modelo do sistema para este cenário é mostrado na Fig. 3.2.

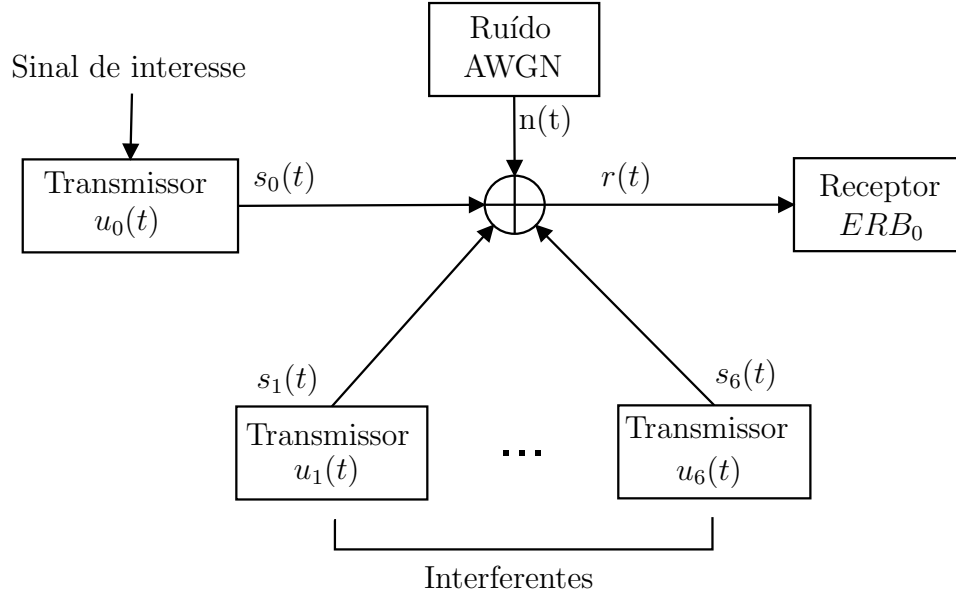


Figura 3.2: Modelo do sistema em um canal com ruído AWGN.

3.4.1 Modelo de Propagação

Considera-se um modelo com perda de percurso exponencial, onde a potência recebida na ERB_0 do sinal do usuário u_i , é dada por:

$$P_{Ri} = P_{Ti} d_i^{-\beta} \quad (3.6)$$

onde P_{Ti} é a potência de transmissão do usuário u_i e β é o expoente de perda de percurso que é escolhido dependendo das características do ambiente de comunicação. Para um ambiente urbano é considerado um valor de β igual a 4.

3.4.2 Relação Sinal-Interferência

A SIR para o usuário de interesse u_0 na célula central, pode ser encontrada a partir da relação entre a potência de recepção, na ERB_0 , desse usuário e a potência de recepção dos interferentes correspondentes nas 6 co-células da primeira camada. Portanto, é dada por:

$$\begin{aligned} \frac{S}{I} &= \frac{P_{R0}}{\sum_{i=1}^6 P_{Ri}} \\ &= \frac{P_{T0} r_0^{-\beta}}{\sum_{i=1}^6 P_{Ti} d_i^{-\beta}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

onde d_i está dada por (3.4).

Assim, pode-se calcular a SIR média para um usuário em uma determinada posição arbitrária (r_0, ϕ_0) da célula central, integrando (3.7) na área das células interferentes, como:

$$\overline{\left[\frac{S}{I} \right]} = \int_{\phi_6=0}^{2\pi} \int_{r_6=R_0}^R \dots \int_{\phi_1=0}^{2\pi} \int_{r_1=R_0}^R \frac{S}{I} f_{R1}(r_1) f_{\Phi_1}(\phi_1) \dots f_{R6}(r_6) f_{\Phi_6}(\phi_6) dr_1 d\phi_1 \dots dr_6 d\phi_6 \quad (3.8)$$

onde $f_{Ri}(r_i)$ é dada por (3.2) e $f_{\Phi_i}(\phi_i)$ é dada por (3.3) para $i = 0, \dots, 6$.

3.4.3 Probabilidade de Erro de Bit

Em [16] mostrou-se o processo analítico para a obtenção da expressão da probabilidade de erro de bit para modulações M -QAM em canais AWGN na presença de interferência de co-canal. Nesta dedução foram realizadas as seguintes considerações:

- Sincronismo entre os sinais de interesse e de interferência, o qual apresenta pior desempenho do que o caso assíncrono.
- Implementação de mapeamento de bits com codificação de Gray, o que garante que símbolos vizinhos na constelação difiram em um único bit [17], pelo qual a BER pode ser aproximada por:

$$P_b \approx \frac{P_s}{\log_2(M)} \quad (3.9)$$

onde P_s é a probabilidade de erro de símbolo e M é a ordem do alfabeto.

Por outro lado, é considerado que a interferência produzida pelos interferentes das 6 co-células pode ser modelada por um único interferente dominante, o qual fornece uma melhor aproximação do que considerar o comumente usado modelo gaussiano de interferência, baseado no teorema do limite central, como é mostrado em [18] e [19]. Assim, a expressão de avaliação da BER para modulações M -QAM e um interferente dominante, é dada por:

$$P_{b,AWGN} \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{M \log_2 M} \sum_{m=0}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q \left[(1 - (2m+1)(1-2k)a) \sqrt{3 \frac{E_b \log_2 M}{N_0 M - 1}} \right] \quad (3.10)$$

onde, a é um parâmetro relacionado à SIR por:

$$a = \frac{1}{\sqrt{\frac{S}{I}}} \quad (3.11)$$

e, E_b/N_0 é a relação entre a energia por bit medida no receptor na ERB_0 e a densidade espectral de potência unilateral do ruído e é dada por:

$$\begin{aligned}\frac{E_b}{N_0} &= \frac{P_{R0}T_b}{N_0} \\ &= \frac{P_{T0}r_0^{-\beta}}{N_0R_{b0}}\end{aligned}\tag{3.12}$$

onde R_{b0} é a taxa de bits do usuário u_0 localizado na posição (r_0, ϕ_0) na célula central, e está relacionada com a taxa de símbolo R_{s0} por:

$$R_{b0} = R_{s0} \log_2 M \tag{3.13}$$

Além disso, é considerado um sistema de transmissão passabanda, onde segundo o critério de Nyquist, $R_{s0} = B_0$, e B_0 é a largura de banda do usuário u_0 [17].

3.4.4 Arranjo de Antenas

Na análise apresentada neste trabalho é incluída a utilização de um arranjo de antenas linear com separação uniforme, como uma técnica para combater a interferência de co-canal e conseguir melhoria no desempenho do sistema como é mostrado em [20] [21]. Pois, dependendo do número de antenas, o arranjo consegue focalizar o feixe na direção do usuário de interesse e atenuar na direção dos interferentes, requerendo para isto, uma boa estimação da fase do sinal de interesse.

Assim, segundo [20], o usuário interferente u_i na célula i com a posição angular θ_i relativa da ERB_0 dada em (3.5) produz um fator de redução da potência de interferência normalizada respeito ao usuário de interesse u_0 na posição angular ϕ_0 , dada por:

$$\eta(\phi_0, \theta_i) = \left[\frac{1}{N_a} \frac{\sin\left(\frac{N_a\psi}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi}{2}\right)} \right]^2 \tag{3.14}$$

onde N_a é o número de elementos do arranjo de antenas e ψ é dado por:

$$\psi = \frac{2\pi d}{\lambda} (\cos \phi_0 - \cos \theta_i) \tag{3.15}$$

onde d é a distância entre os elementos do arranjo, $\lambda = c/f$ é o comprimento de onda, c é a velocidade da luz, f é a frequência da portadora e θ_i está dado por (3.5).

A Fig. 3.3 mostra o efeito do fator de redução da potência de interferência normalizada η para o usuário de interesse u_0 na posição angular ϕ_0 e variando a posição do interferente de 0 a 2π para 1, 2, 4 e 8 antenas no arranjo. Observa-se que conforme se aumenta o número de antenas, se apresenta maior diretividade na direção do usuário de interesse, ajudando na redução da interferência.

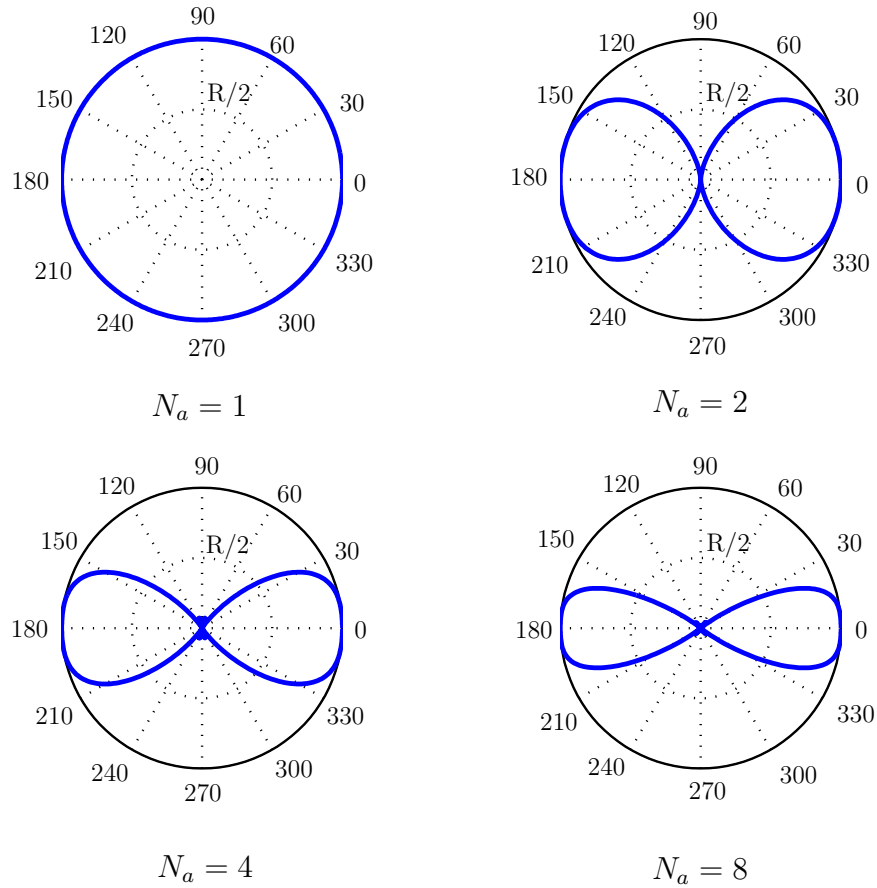


Figura 3.3: Parâmetro η para o usuário de interesse na posição angular $\phi_0 = 0$ com $N_a = 1, 2, 4, 8$ antenas.

Então, a potência recebida na ERB_0 em (3.6), considerando o arranjo de antenas, é agora expressa como:

$$P_{Ri} = P_{Ti}\eta_i d_i^{-\beta} \quad (3.16)$$

Portanto, as expressões para o calculo da SIR e a SIR média podem ser escritas como:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{T0}r_0^{-\beta}}{\sum_{i=1}^6 P_{Ti}\eta_i d_i^{-\beta}} \quad (3.17)$$

$$\overline{\left[\frac{S}{I}\right]} = \int_{\phi_6=0}^{2\pi} \int_{r_6=R_0}^R \dots \int_{\phi_1=0}^{2\pi} \int_{r_1=R_0}^R \int_{\phi_0=0}^{2\pi} \frac{S}{I} f_{\Phi_0}(\phi_0) f_{R_6}(r_1) f_{\Phi_1}(\phi_1) \dots f_{R_6}(r_6) f_{\Phi_6}(\phi_6) d\phi_0 dr_1 d\phi_1 \dots dr_6 d\phi_6 \quad (3.18)$$

onde $f_{Ri}(r_i)$ para $i = 1, \dots, 6$ e $f_{\Phi_j}(\phi_j)$ para $i = 0, \dots, 6$ são dadas por (3.2) e (3.3), respectivamente.

3.4.5 Controle de Potência

O controle de potência oferece grandes vantagens no desempenho de um sistema celular, especialmente no enlace reverso, pois permite melhorar a vida útil das baterias dos terminais móveis. Devido a isso e com a finalidade de avaliar o desempenho de um sistema com controle de potência, propõe-se um modelo para a potência de transmissão, que permita combater os efeitos da perda do percurso, de maneira que os sinais dos usuários de uma mesma célula cheguem até a sua ERB_i com a mesma potência. Logo, a potência de transmissão em função da distância é dada por:

$$P_T = Cr^b \quad (3.19)$$

A expressão é obtida para cada fator de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 e para cada ordem de modulação $M = 4, 16$ e 64 . Assim, as expressões foram obtidas seguindo um processo iterativo como mostrado no fluxograma da Fig. 3.4.

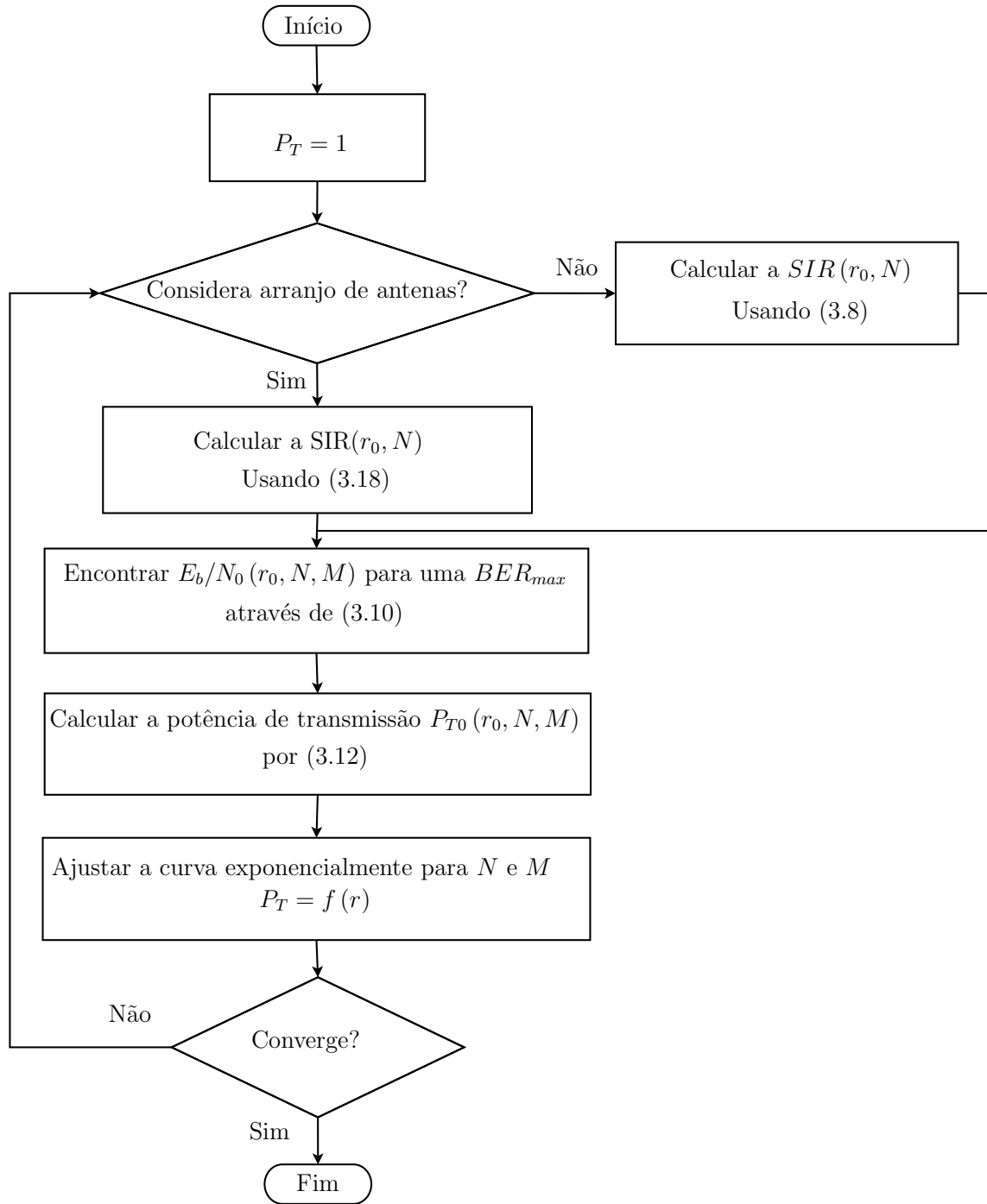


Figura 3.4: Fluxograma para a obtenção das expressões da potência transmitida em função da distância para cada fator de reuso N e ordem de modulação M .

É importante ressaltar que, a SIR é calculada para cada valor do fator de reuso N e para

posições radiais do usuário de interesse r_0 discretas com intervalos de $\Delta r = 100m$. O E_b/N_0 é calculado para atingir uma probabilidade de erro não maior do que o valor dado por BER_{max} , para cada N , ordem de modulação M e distância r_0 . A partir disso, pode-se obter curvas da potência transmitida P_T em função da distância r_0 , para cada N e M , as quais são ajustadas até apresentar convergência. Na conclusão do processo iterativo são encontradas as variáveis C e b das expressões a serem utilizadas para o análise com controle de potência. Assim, chega-se a determinar que para todos os casos b converge no valor do expoente de perda de percurso β e portanto, C é aproximadamente a potência recebida na ERB . Nos casos de não apresentar convergência, é descartada a utilização dessa ordem de modulação para esse fator de reuso de frequência.

A utilização deste modelo de controle de potência permite que a SIR que experimentam todos os usuários dentro da célula chegue em um mesmo nível.

3.4.6 Método de Alocação do Esquema de Modulação

Considera-se os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 a serem alocados seguindo um modelo variável na distância de acordo com a relação SIR e priorizando a banda com o objetivo de atingir a maior eficiência espectral possível. Assim, seguindo o modelo da Fig. 3.5, os raios de cobertura de cada modulação são obtidos para cada um dos fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, para diferente número de antenas N_a e para os dois cenários: sem e com controle de potência:

- **Sem controle de potência.** Neste caso, todos os usuários da célula transmitem com a mesma potência até sua respectiva ERB e segue-se o processo mostrado no fluxograma da Fig. 3.6. Para uma determinada distância r_0 desde R_0 a R com incrementos de Δr , é escolhida a maior ordem de modulação que garanta a taxa de dados mínima R_{min} , de forma que se dê prioridade à banda passante.

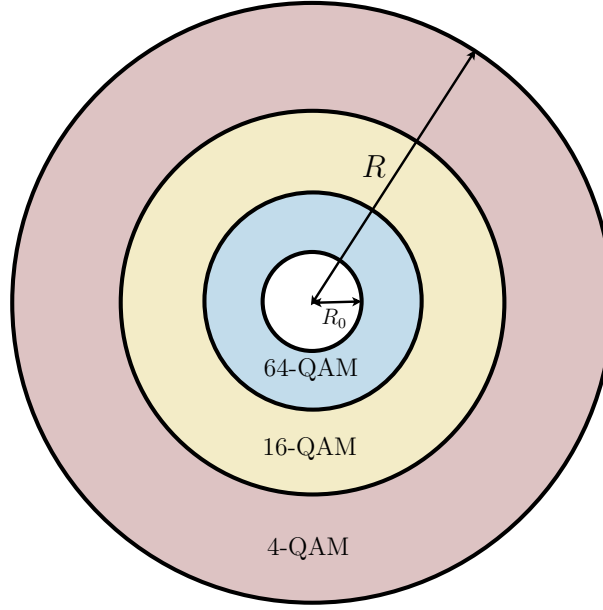


Figura 3.5: Região de cobertura para a alocação do esquema de modulação M -QAM.

- **Com controle de potência.** No caso com controle, considera-se as expressões da potência transmitida em função da distância, obtidas como descrito na seção anterior para cada fator de reuso N e ordem de modulação M . Se para N e M determinados, a expressão da potência em função da distância não apresenta convergência, isto indica que essa ordem de modulação não pode ser utilizada para esse fator de reuso. Portanto, seleciona-se para uma determinada distância r_0 , considerando unicamente valores discretos, a maior ordem de modulação permitida e que não ultrapasse o valor máximo de potência de transmissão, dado por P_{Tmax} .

O mesmo método é utilizado para a alocação do esquema de modulação nas co-células interferentes.

3.4.7 Cálculo da Eficiência Espectral

O desempenho do sistema é avaliado em termos da eficiência espectral média. A mesma, pode ser definida como a relação entre a vazão de dados (T_r , *throughput*), dada pela razão entre a taxa de bits total da célula, e a banda total do sistema B_T . Portanto, pode ser expressa como:

$$\bar{\xi} = \frac{\bar{T}_r}{B_T} \quad (3.20)$$

onde $\bar{T}_r$ é dado em *bps* e a banda total B_T em *Hz*, ficando $\bar{\xi}$ expresso em *bps/Hz*. Assim, considerando a distribuição uniforme de usuários, o throughput $\bar{T}$ médio para um usuário na célula central é dado por:

$$\bar{T}_r = \int_{R_0}^R R_{b0} f_R(r_0) dr_0 \quad (3.21)$$

onde supondo que existem N_u usuários na célula central ocupando a mesma largura de banda B_u e considerando (3.13), pode-se expressar a eficiência espectral média como:

$$\bar{\xi} = N_u \int_{R_0}^R \frac{B_u \log_2 M(r_0)}{B_T} f_R(r_0) dr_0 \quad (3.22)$$

onde a ordem de modulação, $M(r_0)$, é uma função da distância r_0 de acordo com o modelo proposto para a alocação do esquema de modulação.

Além disso, supondo que se tem um número suficiente de usuários para utilizar completamente a largura de banda disponível na célula B_T/N , então $N_u B_u = B_T/N$. Logo, a eficiência espectral média pode ser simplificada a:

$$\bar{\xi} = \int_{R_0}^R \frac{\log_2 M(r_0)}{N} f_R(r_0) dr_0 \quad (3.23)$$

onde $f_R(r_0)$ é dada por (3.2).

Portanto, uma vez obtida a modulação a ser utilizada a cada distância r_0 do usuário de interesse para $R_0 \leq r \leq R$ com intervalos discretos de $\Delta r = 100m$, pode se encontrar a eficiência espectral média para cada fator de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 . Assim, a partir da expressão da eficiência espectral observa-se que esta é maior, quanto maior for a ordem M de modulação empregada e menor for o fator N de reuso.

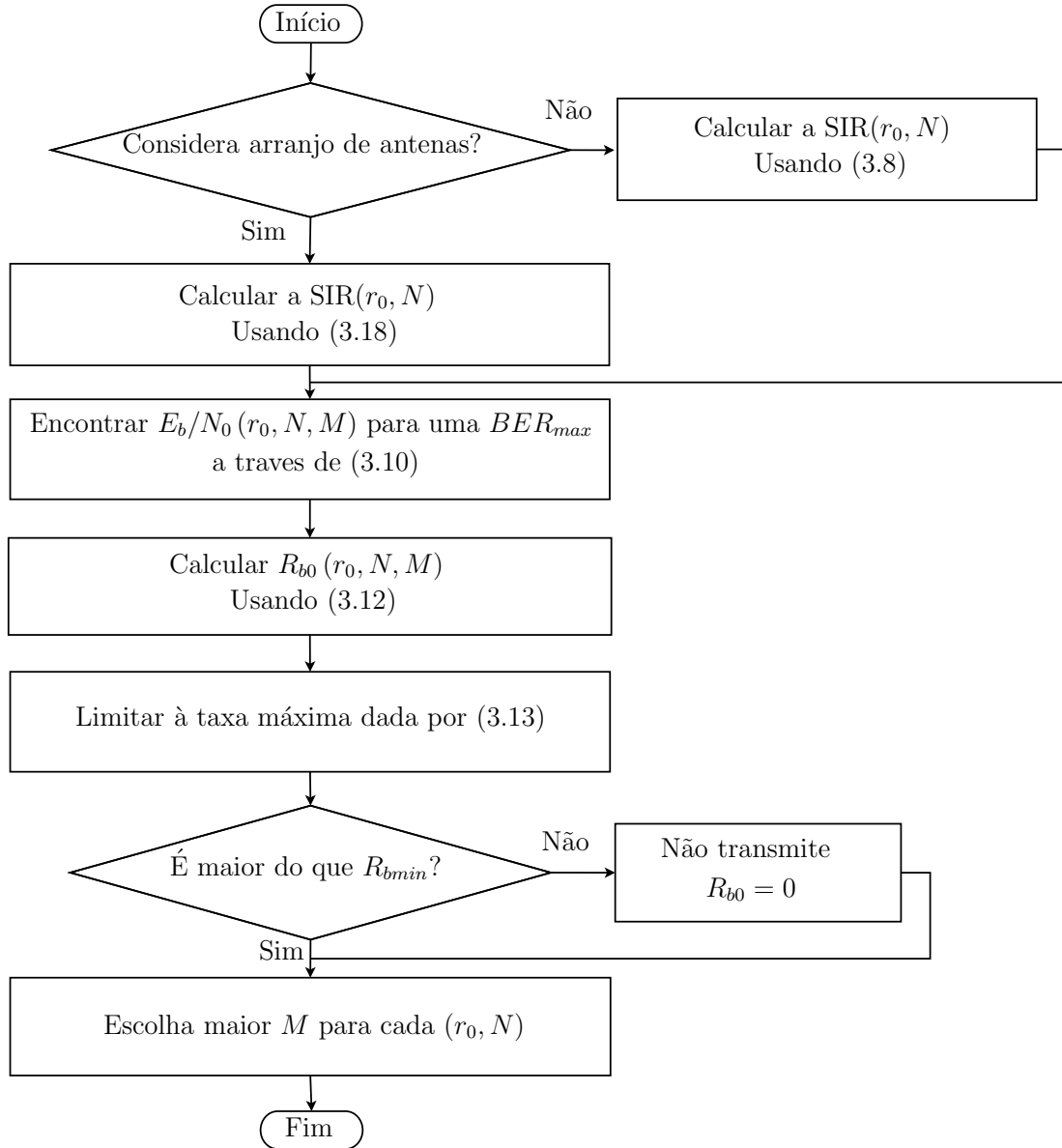


Figura 3.6: Fluxograma para a obtenção das coberturas das modulações M -QAM com $M = 4, 16$ e 64 , no caso sem controle de potência para cada distância r_0 e $N = 1, 3, 4$ e 7 .

3.5 Análise da Eficiência Espectral para Canal com Desvanecimento

Neste cenário, além da presença da perda de percurso, do ruído AWGN e da interferência de co-canal, considera-se também o desvanecimento, resultado dos múltiplos percursos devido à presença de componentes de sinal refletidos, espalhados e difratados, que geram um sinal com desvanecimento plano. Neste caso este desvanecimento será modelado com distribuição Rayleigh. O desvanecimento conduz a uma degradação importante no desempenho do sistema, resultando em uma alta BER, ou na necessidade do incremento na potência de transmissão para uma determinada técnica de modulação [22]. Deste modo é necessária a utilização de técnicas para compensação do desvanecimento, das quais é avaliada neste trabalho a diversidade espacial com a técnica de combinação MRC (*Maximal Ratio Combining*). Um modelo de um sistema é mostrado na Fig. 3.7.

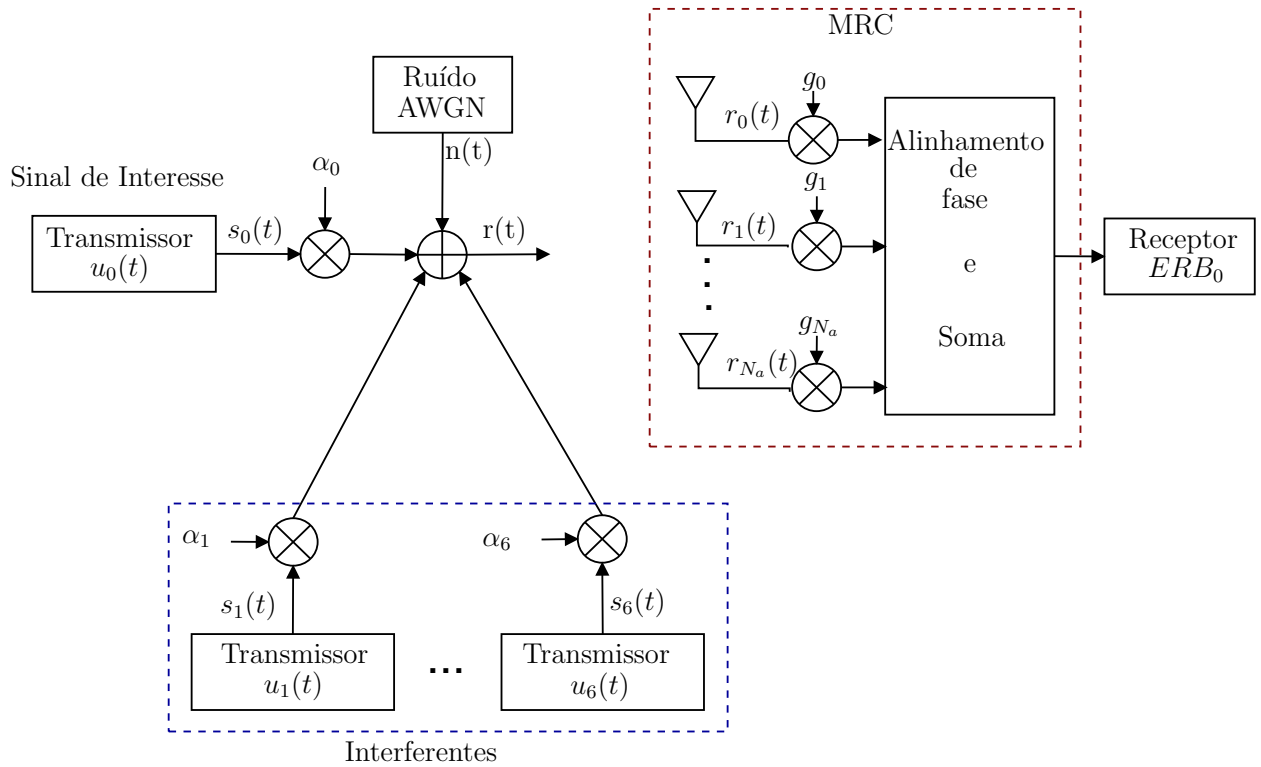


Figura 3.7: Modelo de um sistema de transmissão em canal com desvanecimento.

3.5.1 Modelo de propagação

Neste cenário, a potência recebida do sinal do usuário u_i na ERB_0 , é dada por:

$$P_{Ri} = P_{Ti} d_i^{-\beta} \alpha_i^2 \quad (3.24)$$

onde P_{Ti} é a potência de transmissão em Watts, β é o expoente de perda de percurso e α é a variável aleatória com distribuição Rayleigh, que representa a envoltória do sinal recebido, e cuja PDF é dada por:

$$f_{A_i}(\alpha_i) = \frac{\alpha_i}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha_i^2}{2\sigma^2}} \quad \text{para } \alpha_i \geq 0 \quad (3.25)$$

onde $E[\alpha_i^2] = 2\sigma^2$, portanto $\sigma^2 = E[\alpha_i^2]/2$.

3.5.2 Relação Sinal-Interferência

No caso do canal apresentar desvanecimento, a SIR para o usuário de interesse na célula central é calculada da mesma forma como foi analisado na seção 3.4.2, considerando que neste caso a potência de transmissão do usuário de interesse e dos interferentes é dada por (3.24), supondo um cenário de pior caso onde existe sincronismo de fase. Portanto, a SIR é dada por:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{T0} r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{i=1}^6 P_{Ti} d_i^{-\beta} \alpha_i^2} \quad (3.26)$$

e a SIR média é dada por:

$$\begin{aligned} \overline{\left[\frac{S}{I}\right]} &= \int_{\alpha_6=0}^{\infty} \dots \int_{\alpha_0=0}^{\infty} \int_{\phi_6=0}^{2\pi} \int_{r_6=R_0}^R \dots \int_{\phi_1=0}^{2\pi} \int_{r_1=R_0}^R \frac{S}{I} f_{R_1}(r_1) f_{\Phi_1}(\phi_1) \dots f_{R_6}(r_6) f_{\Phi_6}(\phi_6) \\ &\quad \times f_{A_0}(\alpha_0) \dots f_{A_6}(\alpha_6) dr_1 d\phi_1 \dots dr_6 d\phi_6 d\alpha_0 d\alpha_6 \end{aligned} \quad (3.27)$$

onde $f_{Ri}(r_i)$ e $f_{\Phi_j}(\phi_j)$ para $i = 0, \dots, 6$ são dadas por (3.2) e (3.3), respectivamente, e $f_{A_j}(\alpha_j)$ para $j = 0, \dots, 6$ é dadas por (3.25).

3.5.3 Probabilidade de Erro de Bit

No cenário com a presença do desvanecimento do tipo Rayleigh, a probabilidade de erro de símbolo para um determinado esquema de modulação pode ser encontrada a partir do cálculo da média da probabilidade de erro obtida para um canal com ruído AWGN sobre a função densidade de probabilidade do desvanecimento, como mostrado em [11]. Assim, considerando mapeamento de Gray e supondo a presença de um usuário dominante, a probabilidade de erro de bit em um canal com desvanecimento Rayleigh é dada por:

$$P_{b,FAD} = \int_0^\infty \int_0^\infty P_{b,AWGN}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0}) f_{\Gamma_{b1}}(\gamma_{b1}) d\gamma_{b0} d\gamma_{b1} \quad (3.28)$$

onde $P_{b,AWGN}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1})$ é a probabilidade de erro de bit para um canal AWGN com ICC, expressa como (3.10) onde se considera que a relação $\frac{E_b}{N_0}$ é afetada pelo desvanecimento como:

$$P_{b,AWGN} \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{M \log_2 M} \sum_{m=0}^{\frac{\sqrt{M}}{2}-1} \sum_{k=0}^1 Q \left[\left(\sqrt{\gamma_{b0}} - (2m+1)(1-2k) \left(\frac{S}{I} \right)^{-\frac{1}{2}} \sqrt{\gamma_{b1}} \right) \sqrt{3 \frac{E_b \log_2 M}{N_0 M-1}} \right] \quad (3.29)$$

onde $\gamma_{b0} = \alpha_0^2 E_b / N_0$ e $\gamma_{b1} = \alpha_1^2 E_b / N_0$ as variáveis aleatórias das relações sinal-ruído por bit do usuário de interesse e interferente, respectivamente, e E_b / N_0 está dado por (3.12). As variáveis aleatórias Rayleigh, α_0 e α_k têm distribuição dada por (2.11) e são utilizadas para representar os valores da amplitude do desvanecimento. Assim, a função densidade de probabilidade das variáveis aleatórias γ_{b0} e γ_{b1} é dada por [23]:

$$f_{\Gamma_b}(\gamma_b) = \frac{1}{\bar{\gamma}_b} e^{-\frac{\gamma_b}{\bar{\gamma}_b}}, \quad \text{para } \gamma_b \geq 0 \quad (3.30)$$

onde $\bar{\gamma}_b = \overline{\alpha^2} E_b / N_0$.

3.5.4 Arranjo de Antenas

A análise da utilização de um arranjo de antenas no caso de um canal com desvanecimento Rayleigh é similar ao mostrado na seção 3.4.4. Desta forma, as expressões da SIR e a SIR média são dadas por:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{T0} r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{i=1}^6 P_{Ti} \eta_i d_i^{-\beta} \alpha_i^2} \quad (3.31)$$

$$\begin{aligned} \overline{\left[\frac{S}{I} \right]} &= \int_{\alpha_6=0}^{\infty} \dots \int_{\alpha_0=0}^{\infty} \int_{\phi_6=0}^{2\pi} \int_{r_6=R_0}^R \dots \int_{\phi_1=0}^{2\pi} \int_{r_1=R_0}^R \int_{\phi_0=0}^{2\pi} \frac{S}{I} f_{\Phi_0}(\phi_0) f_{R_1}(r_1) f_{\Phi_1}(\phi_1) \dots f_{R_6}(r_6) f_{\Phi_6}(\phi_6) \\ &\quad \times f_{A0}(\alpha_0) \dots f_{A6}(\alpha_6) d\phi_0 dr_1 d\phi_1 \dots dr_6 d\phi_6 d\alpha_0 d\alpha_6 \end{aligned} \quad (3.32)$$

onde $f_{R_i}(r_i)$ para $i = 1, \dots, 6$ e $f_{\Phi_j}(\phi_j)$ para $j = 0, \dots, 6$ são dadas por (3.2) e (3.3), respectivamente, e $f_{A_n}(\alpha_n)$ para $n = 0, \dots, 6$ é dada por (2.11).

3.5.5 Diversidade em Canais com Desvanecimento

O desvanecimento limita o desempenho de sistemas de comunicações, porém este desempenho pode ser adequadamente melhorado através das técnicas de diversidade. Portanto, neste trabalho é considerada a diversidade espacial com múltiplas antenas no receptor, com o objetivo de reduzir os efeitos do desvanecimento por múltiplos percursos. Para que isto ocorra deve-se fornecer uma adequada separação entre as antenas, tal que os sinais recebidos sejam descorrelacionados.

Além disso, é considerado que os sinais recebidos são combinados mediante a técnica de combinação MRC, como mostrado na Fig. 3.7. Nesta técnica, as componentes das amplitudes dos sinais recebidos em cada antena são ponderados por fatores de ganho $\{g_0, g_1, \dots, g_{N_a}\}$ obtidos de acordo com as relações SNR em cada antena. Depois, é realizado um alinhamento de fase para compensar as flutuações de fase do sinal produzidas durante a transmissão. Finalmente, os sinais são somados obtendo na saída uma SNR igual à soma das SNRs instantâneas recebidas

em cada antena, como mostrado em [13] e dado por:

$$\gamma_{b0} = \sum_{i=1}^{N_a} \gamma_{b0,i} \quad (3.33)$$

onde $\gamma_{b0,i}$ é a SNR instantânea na i -ésima antena.

Desta forma, o combinador MRC é a melhor forma de combinar os caminhos disponíveis num esquema de diversidade, permitindo obter um sinal com maior SNR na saída. Assim, a PDF de variável aleatória da SNR por bit instantânea do sinal proveniente do usuário de interesse, γ_{b0} , na saída do combinador MRC é dada por [23]:

$$f_{\Gamma_{b0},MRC}(\gamma_{b0}) = \frac{\gamma_{b0}^{N_a-1} e^{-\frac{\gamma_{b0}}{\overline{\gamma_b}}}}{\overline{\gamma_b}^{N_a} (N_a - 1)!}, \quad \gamma_{b0} \geq 0 \quad (3.34)$$

onde $\overline{\gamma_b} = \overline{\alpha_{0,i}^2} E_b / N_0$.

Por outro lado, por simplicidade no cálculo da probabilidade de erro de bit e considerando como pior caso quando o sinal interferente também é maximizado ao passar pelo combinador, foi encontrado em [24] [25] que o efeito aleatório da variável γ_{b1} do usuário interferente pode ser substituído pela média resultando em uma boa aproximação da BER. Assim, a média da γ_{b1} pode ser expressa por:

$$\overline{\gamma_{b1}} = N_a \overline{\gamma_b} \quad (3.35)$$

Portanto, a BER em um canal com desvanecimento Rayleigh, interferência de co-canal e diversidade de antenas na recepção, pode ser obtida reduzindo (3.28) a:

$$P_{b,FAD} = \int_0^{\infty} P_{b,AWGN}(\gamma_{b0}, \overline{\gamma_{b1}}) f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0}) d\gamma_{b0} \quad (3.36)$$

onde $f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0})$ é dada por (3.34).

3.5.6 Controle de Potência

Para o caso de canal com desvanecimento Rayleigh, aplica-se o mesmo modelo de controle de potência mostrado em (eq. 3.19). Assim, neste caso obtém-se expressões de controle de potência para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 e esquemas de modulação M -QAM com $M = 4, 16$ e 64 seguindo a mesma metodologia indicada na seção 3.4.5 e o fluxograma da Fig. 3.4, com a diferença que a SIR é obtida a partir de (3.31) devido à necessidade da utilização de arranjo de antenas com diversidade.

3.5.7 Método de Alocação do Esquema de Modulação

A alocação do esquema de modulação no caso de canal com desvanecimento Rayleigh segue o mesmo modelo apresentado na Fig. 3.5 e a metodologia descrita na seção 3.4.6. No caso com controle de potência, utiliza-se as expressões respectivas.

3.5.8 Cálculo da Eficiência Espectral

Uma vez obtida a modulação a se utilizar a cada distância r_0 do usuário de interesse, para $R_0 \leq r \leq R$ com intervalos discretos de $\Delta r = 100m$, a eficiência espectral no caso de canal com desvanecimento Rayleigh é obtida de (3.23).

Capítulo 4

Simulação e Resultados

4.1 Introdução

Neste capítulo é apresentada uma proposta de um simulador de Monte Carlo para a avaliação da eficiência espectral média do enlace reverso de uma rede celular com presença de interferência de co-canal. O simulador é semi-analítico e considera as expressões obtidas na análise teórica do capítulo anterior.

A implementação do simulador foi realizada usando a ferramenta de simulação MatLab (*Matrix Laboratory*) com o objetivo de se avaliar a eficiência espectral, considerando os seguintes casos: canal com ruído AWGN e canal com presença de desvanecimento Rayleigh. Para cada caso, são avaliados os efeitos da utilização ou não de controle de potência, de um arranjo de antenas e da diversidade, no caso de um canal com desvanecimento Rayleigh, como descrito no capítulo 3.

4.2 Metodologia do Simulador

4.2.1 Condições da Simulação

O fluxograma da Fig. 4.1 mostra o processo implementado no simulador para a avaliação da eficiência espectral. O dito processo é realizado em várias repetições para se obter uma boa aproximação da média.

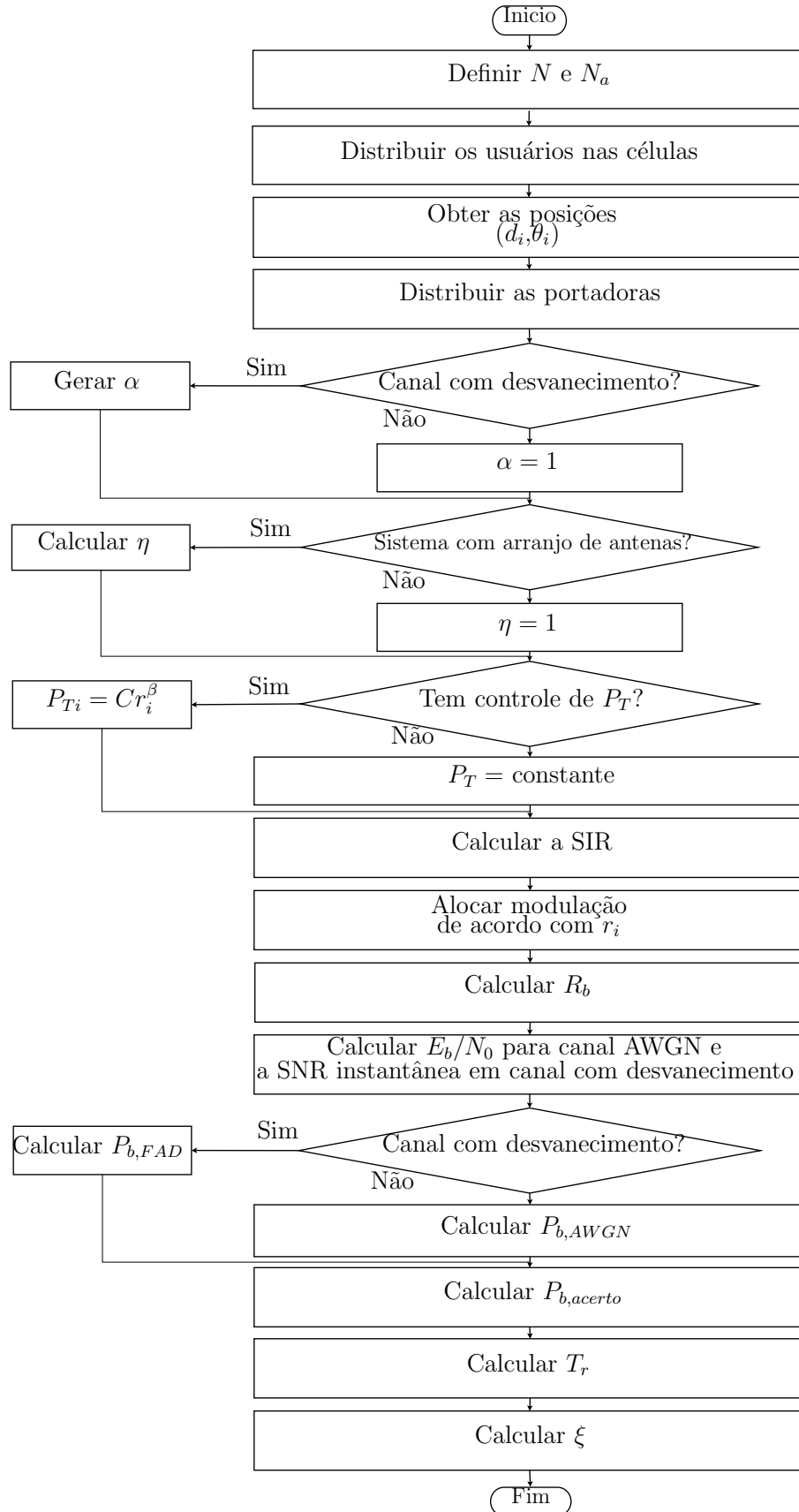


Figura 4.1: Fluxograma para a avaliação da eficiência espectral mediante simulação através do método de Monte Carlo.

Os parâmetros do sistema utilizados para essa avaliação são os mostrados na Tab. 4.1, onde foram considerados os valores de referência de um sistema WiMAX [14].

Para ambos os ambientes, canal AWGN e canal com desvanecimento Rayleigh, considerou-se os seguintes casos: sistema sem controle de potência, sistema com controle de potência e sistema com arranjo de antenas. Nas seguintes seções será mostrado com maior detalhe o processo utilizado pelo simulador em cada caso.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Formato das células	-	Anel
Raio interno da célula	R_0	100 m
Raio da célula	R	1000 m
Largura de banda total	B_T	10 MHz
Largura de banda por subportadora	B_P	10 kHz
Expoente de perda de percurso	β	4
Densidade espectral de potência de ruído	N_0	-174 dBm/Hz
Figura de ruído na ERB	N_F	4 dB
Potência máxima de transmissão de um móvel	P_{Tmax}	0,5 W
Taxa de bits mínima de usuário	R_{bmin}	10 kbps
BER máxima para canal AWGN	P_{bmax1}	1×10^{-6}
BER máxima para canal com desvanecimento Rayleigh	P_{bmax2}	1×10^{-4}

Tabela 4.1: Parâmetros do sistema.

4.2.2 Distribuição dos Usuários

É realizada uma distribuição uniforme em área de um número arbitrário de usuários para um determinado fator de reuso, como é mostrado na Fig. 4.2 para o fator de reuso 3, na célula central e nas co-células interferentes. Para isto, são geradas aleatoriamente as posições radial e angular dos usuários, a partir das PDF_s dadas em (3.2) e (3.3). A variável aleatória da posição radial é gerada a partir de uma variável uniformemente distribuída entre $0 \leq u \leq 1$, mediante a seguinte transformação:

$$r = \sqrt{R_0^2 + (R^2 - R_0^2)u} \quad (4.1)$$

onde usamos que $F_R(r) = F_u(u) = u$ em que:

$$F_R(r) = \int_{R_0}^r \frac{2\lambda}{R^2 - R_0^2} d\lambda$$

Além disso, para cada um dos usuários das co-células interferentes, podemos encontrar as suas posições radial e angular relativas à ERB_0 , (d_i, θ_i) , a partir das equações (3.4) e (3.5).

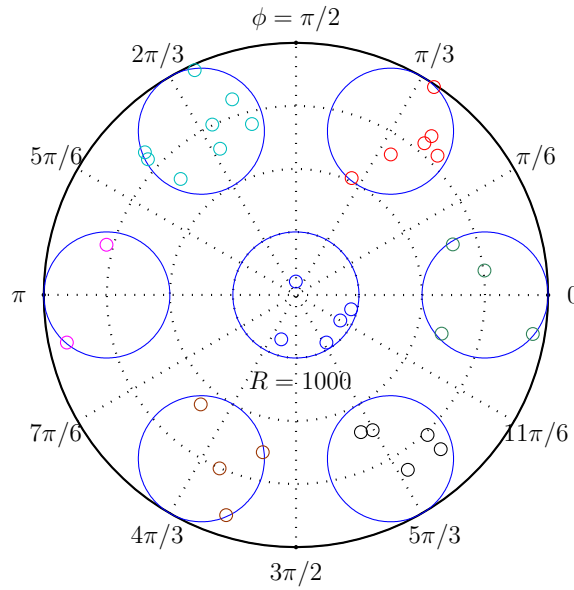


Figura 4.2: Distribuição uniforme de um número arbitrário de usuários na célula central e as 6 co-células interferentes para o fator de reuso 3.

Com o objetivo de se verificar a distribuição de usuários uniforme em área, na Fig.4.3 apresenta-se a correspondente distribuição na célula central e nas 6 co-células interferentes, para um fator de reuso 3 e 1000 usuários em cada célula. Pode-se notar que os usuários encontram-se distribuídos uniformemente, visto que a relação entre o número de usuários dentro do anel dado por $R_0 \leq r \leq R/2$ e o número total de usuários é igual à relação das áreas correspondentes, que é dada por:

$$\frac{A_{R/2}}{A_R} = \frac{\pi \left(\frac{R^2}{4} - R_0^2 \right)}{\pi (R^2 - R_0^2)} \approx 0,24, \quad \text{para } R = 1000 \text{ e } R_0 = 100 \quad (4.2)$$

enquanto que a relação entre o número médio de usuários em $R_0 \leq r \leq R/2$ e o número total de usuários, no caso da célula central na Fig. 4.3, é de:

$$\frac{N_{UR/2}}{N_U} = \frac{244}{1000} = 0,244$$

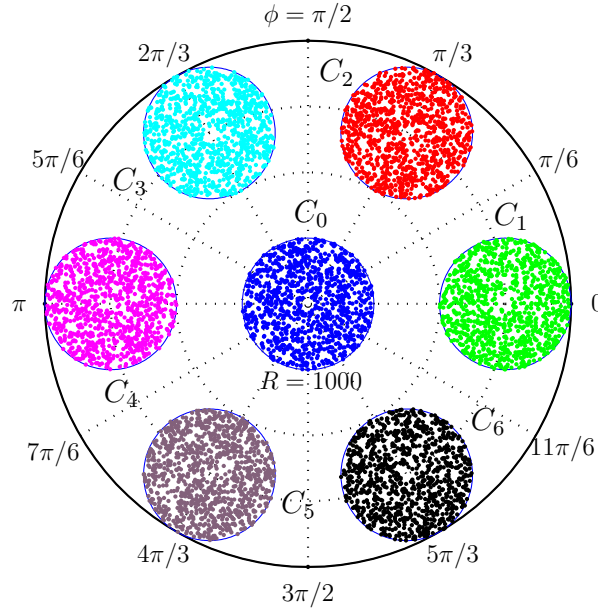


Figura 4.3: Distribuição uniforme em área de usuários na célula central e as 6 co-células interferentes para o fator de reuso 3 e 1000 usuários por célula.

4.2.3 Distribuição de portadoras

Para cada usuário é alocado um conjunto de subportadoras adjacentes. Deste modo, o número de subportadoras disponíveis na célula central é dada por:

$$N_P = \frac{B_T}{B_P N} \quad (4.3)$$

onde B_P é a largura de banda por subportadora e N é o fator de reuso. Portanto, o número de subportadoras por usuário é dado por:

$$N_{PU} = \frac{N_P}{N_U} \quad (4.4)$$

onde N_U é o número de usuários na célula central.

4.2.4 Cálculo da SIR por Subportadora

A SIR é obtida para cada subportadora da célula central utilizando-se as posições radiais dos usuários que utilizam a dita subportadora a partir de (3.17) para o caso de canal AWGN e (3.31) para canal com desvanecimento Rayleigh. Para ambos os casos considera-se os seguintes cenários:

- *Sistema sem arranjo de antenas.* Neste cenário as variáveis η_i em (3.17) e (3.31) são iguais a 1.
- *Sistema com arranjo de antenas.* Neste cenário as variáveis aleatórias η_i são obtidas a partir de (3.14) para cada subportadora, considerando a posição angular do usuário.
- *Sistema sem controle de potência.* Neste cenário a SIR é obtida para o caso em que a potência de transmissão de todos os usuários é igual a uma constante P_T .
- *Sistema com controle de potência.* Neste cenário a potência é obtida através de (3.19). As expressões para o controle de potência utilizadas no simulador foram calculadas seguindo o processo descrito na seção 3.4.5 e 3.5.6 para canal AWGN e canal com desvanecimento Rayleigh, respectivamente, para a BER máxima dada na Tab. 4.1. Assim, são apresentados os coeficientes das ditas expressões na Tab. 4.2 para canal AWGN e Tab. 4.4 para canal com desvanecimento, para as modulações M -QAM com $M = 4, 16$ e 64 , fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , e distintos números de antenas no arranjo $N_a = 1, 2, 4$ e 6 .

1. Canal AWGN

(a) $N_a = 1$				(b) $N_a = 2$			
N	4-QAM	16-QAM	64-QAM	N	4-QAM	16-QAM	64-QAM
1	$1,52 \times 10^{-14}$	-	-	1	$6,47 \times 10^{-15}$	-	-
3	$3,10 \times 10^{-15}$	$4,01 \times 10^{-14}$	-	3	$2,76 \times 10^{-15}$	$2,36 \times 10^{-14}$	$1,34 \times 10^{-12}$
4	$2,83 \times 10^{-15}$	$2,47 \times 10^{-14}$	$2,04 \times 10^{-12}$	4	$2,58 \times 10^{-15}$	$1,79 \times 10^{-14}$	$2,44 \times 10^{-13}$
7	$2,46 \times 10^{-15}$	$1,56 \times 10^{-14}$	$1,37 \times 10^{-13}$	7	$2,40 \times 10^{-15}$	$1,36 \times 10^{-14}$	$8,67 \times 10^{-14}$

(c) $N_a = 4$				(d) $N_a = 6$			
N	4-QAM	16-QAM	64-QAM	N	4-QAM	16-QAM	64-QAM
1	$3,99 \times 10^{-15}$	$2,32 \times 10^{-13}$	-	1	$3,32 \times 10^{-15}$	$5,93 \times 10^{-14}$	-
3	$2,52 \times 10^{-15}$	$1,67 \times 10^{-14}$	$1,81 \times 10^{-13}$	3	$2,46 \times 10^{-15}$	$1,45 \times 10^{-14}$	$1,07 \times 10^{-13}$
4	$2,46 \times 10^{-15}$	$1,45 \times 10^{-14}$	$1,07 \times 10^{-13}$	4	$2,35 \times 10^{-15}$	$1,32 \times 10^{-14}$	$7,73 \times 10^{-14}$
7	$2,35 \times 10^{-15}$	$1,24 \times 10^{-14}$	$6,43 \times 10^{-14}$	7	$2,30 \times 10^{-15}$	$1,18 \times 10^{-14}$	$5,73 \times 10^{-14}$

Tabela 4.2: Coeficientes da expressão de $P_T(r)$ em Watts, para canal AWGN e para diferentes números de antenas N_a .

2. Canal com desvanecimento Rayleigh

Neste caso, a utilização de diversidade é necessária e, como foi dito no capítulo anterior, é considerada a diversidade espacial com a técnica de combinação MRC.

Como foi mostrado em [24] e [25] e pode ser observado na Fig. 4.4, as curvas da BER para a mínima ordem de modulação analisada, ou seja 4-QAM, não conseguem atingir o valor de P_{bmax} imposto na Tab. 4.1 para menos de 3 antenas no caso dos fatores de reuso $N = 3, 4$ e 7 e 5 antenas no caso do reuso 1. As curvas foram obtidas a partir de (3.36) e para valores da SIR obtidos analiticamente a partir de (3.32). Portanto, nesta análise é considerado um número de antenas igual ou superior a 3 no caso dos reusos $N = 3, 4$ e 7 e igual ou superior a 5 para reuso 1.

$N_a \backslash N$	1	3	4	7
1	2,61	13,73	16,41	21,53
3	8,43	19,20	21,62	26,75
4	10,26	20,81	23,28	28,34
5	11,66	22,25	24,70	29,68
7	13,92	24,34	27,02	31,75
9	15,68	25,96	28,80	33,40

Tabela 4.3: Valores da SIR média, obtidos analiticamente, para canal com desvanecimento Rayleigh, para modulação 4-QAM e controle de potência.

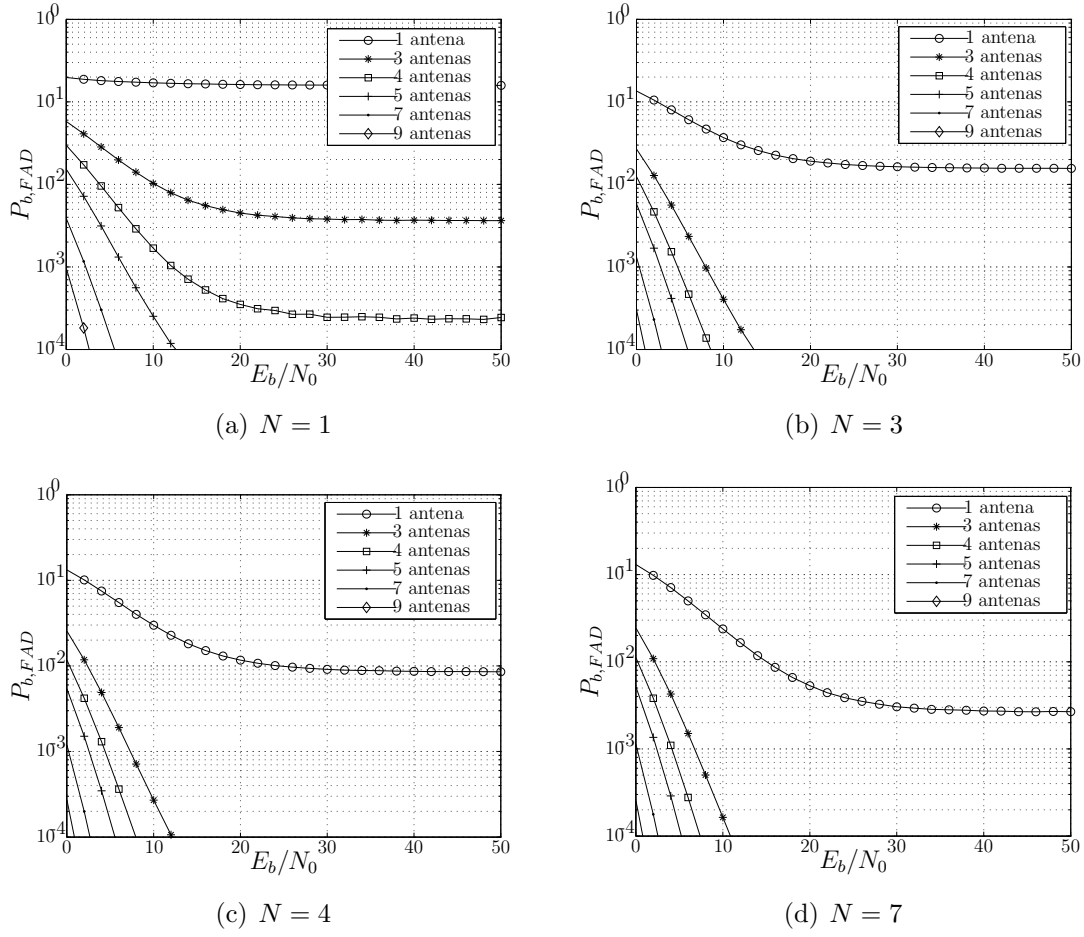


Figura 4.4: Probabilidade de erro de bit em um canal com desvanecimento Rayleigh e modulação 4-QAM.

(a) $N_a = 3$				(b) $N_a = 5$			
N	4-QAM	16-QAM	64-QAM	N	4-QAM	16-QAM	64-QAM
1	-	-	-	1	$3,54 \times 10^{-15}$	-	-
3	$4,41 \times 10^{-15}$	-	-	3	$7,76 \times 10^{-16}$	$7,50 \times 10^{-15}$	-
4	$3,26 \times 10^{-15}$	-	-	4	$7,28 \times 10^{-16}$	$4,96 \times 10^{-15}$	-
7	$2,45 \times 10^{-15}$	$1,85 \times 10^{-14}$	-	7	$6,81 \times 10^{-16}$	$3,57 \times 10^{-15}$	$2,27 \times 10^{-14}$

(c) $N_a = 7$				(d) $N_a = 9$			
N	4-QAM	16-QAM	64-QAM	N	4-QAM	16-QAM	64-QAM
1	$7,24 \times 10^{-16}$	-	-	1	$3,74 \times 10^{-16}$	$5,29 \times 10^{-14}$	-
3	$3,92 \times 10^{-16}$	$2,51 \times 10^{-15}$	$5,43 \times 10^{-14}$	3	$2,58 \times 10^{-16}$	$1,45 \times 10^{-15}$	$1,22 \times 10^{-14}$
4	$3,76 \times 10^{-16}$	$2,10 \times 10^{-15}$	$1,64 \times 10^{-14}$	4	$2,51 \times 10^{-16}$	$1,31 \times 10^{-15}$	$7,55 \times 10^{-15}$
7	$3,64 \times 10^{-16}$	$1,82 \times 10^{-15}$	$9,04 \times 10^{-15}$	7	$2,46 \times 10^{-16}$	$1,21 \times 10^{-15}$	$5,47 \times 10^{-15}$

Tabela 4.4: Coeficientes da expressão de $P_T(r)$ em Watts, para canal com desvanecimento Rayleigh e para diferentes números de antenas N_a .

4.2.5 Alocação da Ordem de Modulação

Para cada subportadora é alocada um tipo de modulação dependendo da distância r_i do usuário u_i ocupando a dita subportadora, tanto na célula central como nas co-células interferentes. Para isto, foram obtidos os raios de cobertura dos esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 , a partir do método de alocação do esquema de modulação analisado nas seções 3.4.6 e 3.5.7, para canal AWGN e canal com desvanecimento Rayleigh, respectivamente, com P_{Tmax} dada na Tab. 4.1 e as expressões de potência transmitida dadas nas Tab. 4.2 e Tab. 4.4.

As Tab. 4.5 a Tab. 4.14 mostram os raios de cobertura para o canal AWGN e canal com desvanecimento Rayleigh para os casos: sem controle de potência, com controle de potência e com arranjo de antenas ou não.

1. Canal AWGN

- *Sem controle de potência:*

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	300	300	300	200	200	100
3	600	600	500	400	200	100
4	700	700	600	400	200	100
7	1000	900	700	400	200	100

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	500	500	500	400	300	200
3	1000	900	700	500	300	200
4	1000	1000	800	500	300	200
7	1000	1000	1000	900	600	300

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	900	800	800	600	400	200
3	1000	1000	1000	700	400	200
4	1000	1000	1000	700	400	200
7	1000	1000	1000	700	400	300

Tabela 4.5: Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 1$ antena e diferentes valores da potência de transmissão.

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	400	400	300	300	200	100
3	700	700	600	400	200	100
4	900	800	600	400	200	100
7	1000	1000	700	400	200	100

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	600	600	500	400	300	200
3	1000	1000	800	500	300	200
4	1000	1000	900	600	300	200
7	1000	1000	1000	600	300	300

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	1000	1000	900	600	400	200
3	1000	1000	1000	700	400	200
4	1000	1000	1000	700	400	200
7	1000	1000	1000	800	400	200

Tabela 4.6: Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 2$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	500	500	400	300	200	100
3	900	800	600	400	200	100
4	1000	900	700	400	200	100
7	1000	1000	800	400	200	100

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	700	700	600	500	300	200
3	1000	1000	900	600	300	200
4	1000	1000	900	600	300	200
7	1000	1000	1000	600	300	300

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	1000	1000	1000	700	400	200
3	1000	1000	1000	700	400	200
4	1000	1000	1000	700	400	200
7	1000	1000	1000	800	400	300

Tabela 4.7: Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 4$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	500	500	500	400	200	100
3	1000	900	700	400	200	100
4	1000	1000	700	400	200	100
7	1000	1000	800	400	200	100

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	900	800	700	500	300	200
3	1000	1000	900	600	300	200
4	1000	1000	1000	600	300	200
7	1000	1000	1000	600	300	300

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	1000	1000	1000	700	400	200
3	1000	1000	1000	700	400	200
4	1000	1000	1000	800	400	200
7	1000	1000	1000	800	400	200

Tabela 4.8: Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, sem controle de potência, para $N_a = 6$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

- *Com controle de potência:*

(a) $N_a = 1$

N	64-QAM	16-QAM	4-QAM
1	-	-	1000
3	-	1000	1000
4	700	1000	1000
7	1000	1000	1000

(b) $N_a = 2$

N	64-QAM	16-QAM	4-QAM
1	-	-	1000
3	700	1000	1000
4	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000

(c) $N_a = 4$

N	64-QAM	16-QAM	4-QAM
1	-	1000	1000
3	1000	1000	1000
4	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000

(d) $N_a = 6$

N	64-QAM	16-QAM	4-QAM
1	-	1000	1000
3	1000	1000	1000
4	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000

Tabela 4.9: Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal AWGN, com controle de potência e diferentes números de antenas N_a .

2. Canal com desvanecimento Rayleigh

- *Sem controle de potência:*

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
3	400	400	400	300
4	500	400	400	400
7	600	600	600	400

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
3	600	600	600	500
4	700	700	600	500
7	900	900	800	600

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
3	1000	900	900	700
4	1000	1000	1000	700
7	1000	1000	1000	700

Tabela 4.10: Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 3$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	300	300	300	300
3	600	600	600	500
4	700	700	600	500
7	900	900	800	600

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	400	400	400	400
3	900	900	800	700
4	1000	1000	900	700
7	1000	1000	1000	800

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	800	800	700	700
3	1000	1000	1000	900
4	1000	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000	1000

Tabela 4.11: Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64, para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 5$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	400	400	400	400
3	700	700	700	600
4	800	800	800	600
7	1000	1000	1000	700

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	600	600	600	500
3	1000	1000	1000	800
4	1000	1000	1000	900
7	1000	1000	1000	900

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	1000	1000	900	800
3	1000	1000	1000	1000
4	1000	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000	1000

Tabela 4.12: Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 7$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

(a) 64-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	400	400	400	400
3	800	800	800	700
4	1000	1000	900	700
7	1000	1000	1000	800

(b) 16-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	700	700	700	600
3	1000	1000	1000	900
4	1000	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000	1000

(c) 4-QAM

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	1000	1000	1000	1000
3	1000	1000	1000	1000
4	1000	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000	1000

Tabela 4.13: Raios de cobertura em metros do esquema de modulação M -QAM para para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4, 7$, em canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, para $N_a = 9$ antenas e diferentes valores da potência de transmissão.

- Com controle de potência:

(a) $N_a = 3$				(b) $N_a = 5$			
N	64-QAM	16-QAM	4-QAM	N	64-QAM	16-QAM	4-QAM
1	-	-	-	1	-	-	1000
3	-	-	1000	3	-	1000	1000
4	-	-	1000	4	-	1000	1000
7	-	1000	1000	7	1000	1000	1000

(c) $N_a = 7$				(d) $N_a = 9$			
N	64-QAM	16-QAM	4-QAM	N	64-QAM	16-QAM	4-QAM
1	-	-	1000	1	-	1000	1000
3	1000	1000	1000	3	1000	1000	1000
4	1000	1000	1000	4	1000	1000	1000
7	1000	1000	1000	7	1000	1000	1000

Tabela 4.14: Raios de cobertura em metros para os esquemas de modulação M -QAM para $M = 4, 16$ e 64 , para os fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , em canal com desvanecimento Rayleigh, com controle de potência e diferentes números de antenas N_a .

Portanto, de acordo com cada caso, para cada subportadora é alocada a maior ordem de modulação cujo raio de cobertura seja maior do que a distância r_i do usuário ocupando a dita subportadora.

4.2.6 Cálculo da Taxa de Bits por Subportadora

A taxa de bits por subportadora na célula central para um sistema passabanda, considerando o critério de Nyquist, como mostrado em (3.13) é dada por:

$$R_{bP} = B_P \log_2 M \quad (4.5)$$

onde B_P é a largura de banda da subportadora estabelecida na Tab. 4.1 e M é a ordem de modulação alocada ao usuário utilizando a dita subportadora, como descrito na seção anterior.

4.2.7 Cálculo da Relação E_b/N_0 por Subportadora

Para o canal AWGN, calcula-se a relação E_b/N_0 de cada subportadora a partir de (3.12), considerando para cada caso, sem e com controle de potência, a respectiva potência de transmissão e a taxa de bits obtida na subseção anterior para cada subportadora .

No caso de canal com desvanecimento Rayleigh, obtém-se a relação SNR instantânea como $\alpha_i^2 E_b/N_0$, com E_b/N_0 dada por (3.12).

4.2.8 Cálculo da Probabilidade de Erro de Bit por Subportadora

Com os valores de SIR e E_b/N_0 para o canal AWGN e SIR e SNR instantânea para o canal com desvanecimento, calcula-se a *BER* por subportadora a partir de (3.10) e (3.36), respectivamente, considerando a ordem de modulação alocada ao usuário ocupando esta subportadora.

4.2.9 Cálculo da Vazão de Dados

A vazão de dados (*throughput*) na célula central é dada por:

$$T_r = \sum_{i=1}^{N_U} \sum_{j=1}^{N_{PU}} R_{bPEi,j} \quad (4.6)$$

onde $R_{bPEi,j}$ é a taxa de bits efetiva da j -ésima subportadora do i -ésimo usuário. Considera-se a taxa de bits efetiva como o número de bits por segundo que chega no receptor de forma correta e que é dada por:

$$R_{bPE} = R_{bP} (1 - P_{bP}) \quad (4.7)$$

onde P_{bP} é a probabilidade de erro por bit por subportadora.

4.2.10 Cálculo da Eficiência Espectral

A eficiência espectral do sistema é calculada usando (3.20), considerando a vazão de dados na célula central como obtida na subseção anterior e a banda total do sistema B_T indicada na Tab. 4.1.

4.3 Resultados

As Tab. 4.15 a Tab. 4.20 apresentam os resultados da análise da eficiência espectral do sistema, tanto para o caso do canal AWGN como para o canal com desvanecimento Rayleigh, para os fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 . São apresentados os dados da eficiência espectral para os casos sem e com controle de potência e também na presença ou ausência de arranjo de antenas.

4.3.1 Canal AWGN

Sem Controle de Potência

(a) $N_a = 1$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	2,20	1,90	1,61	1,07	0,54	0,06
3	1,55	1,42	1,15	0,59	0,17	0,04
4	1,25	1,24	1,00	0,42	0,12	0,03
7	0,84	0,79	0,64	0,27	0,08	0,02

(b) $N_a = 2$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	2,95	2,95	2,19	1,15	0,56	0,11
3	1,64	1,63	1,32	0,59	0,17	0,04
4	1,40	1,32	1,08	0,49	0,13	0,03
7	0,84	0,84	0,70	0,33	0,07	0,02

(c) $N_a = 4$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	3,44	3,41	2,97	1,60	0,56	0,14
3	1,85	1,74	1,44	0,66	0,17	0,04
4	1,50	1,40	1,14	0,49	0,14	0,02
7	0,84	0,84	0,74	0,32	0,07	0,02

(d) $N_a = 6$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	4,02	3,70	3,41	1,73	0,55	0,11
3	1,97	1,85	1,51	0,64	0,18	0,04
4	1,50	1,50	1,24	0,57	0,13	0,03
7	0,84	0,84	0,74	0,32	0,08	0,02

Tabela 4.15: Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz para um canal AWGN sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , para $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T .

(a) $N_a = 1$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	7,29	7,41	7,54	7,49	7,56	7,48
3	18,65	18,69	18,81	18,83	18,68	18,83
4	21,48	21,55	21,63	21,31	21,37	21,60
7	26,47	26,58	26,74	26,48	26,71	26,71

(b) $N_a = 2$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	10,54	10,60	10,62	10,41	10,72	10,64
3	21,52	21,67	21,59	21,70	21,40	21,74
4	24,49	24,23	24,18	24,22	24,23	24,43
7	29,55	29,57	29,28	29,48	29,37	29,17

(c) $N_a = 4$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	14,37	14,22	14,20	14,12	14,44	14,09
3	25,15	24,94	25,03	25,18	24,84	24,71
4	27,52	27,42	27,41	27,46	27,61	27,50
7	32,40	32,41	32,43	32,27	32,43	32,23

(d) $N_a = 6$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$	$5 \times 10^{-5} W$	$5 \times 10^{-6} W$
1	16,83	16,52	16,51	16,44	16,82	16,50
3	26,97	27,06	27,06	26,85	27,13	27,12
4	30,01	29,99	29,91	30,00	29,94	29,91
7	34,33	34,57	34,39	34,28	34,49	34,23

Tabela 4.16: Valores da $\overline{SIR}$ para um canal AWGN sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , para $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T .

Com Controle de Potência

(a) $N_a = 1$

N	ξ bps/Hz	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T}$ W (S)
1	1,82	4,15	$5,06 \times 10^{-3}$
3	1,32	15,40	$1,33 \times 10^{-2}$
4	1,19	18,12	$8,98 \times 10^{-2}$
7	0,84	23,36	$4,51 \times 10^{-2}$

(b) $N_a = 2$

N	ξ bps/Hz	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T}$ W (S)
1	1,91	7,40	$2,15 \times 10^{-3}$
3	1,63	18,64	$8,66 \times 10^{-2}$
4	1,49	21,20	$8,26 \times 10^{-2}$
7	0,84	26,24	$2,93 \times 10^{-2}$

(c) $N_a = 4$

N	ξ bps/Hz	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T}$ W (S)
1	3,76	11,65	$7,86 \times 10^{-2}$
3	1,96	22,25	$6,26 \times 10^{-2}$
4	1,50	24,56	$3,63 \times 10^{-2}$
7	0,84	29,84	$2,16 \times 10^{-2}$

(d) $N_a = 6$

N	ξ bps/Hz	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T}$ W (S)
1	3,83	14,12	$1,98 \times 10^{-2}$
3	1,97	24,73	$3,57 \times 10^{-2}$
4	1,50	27,43	$2,58 \times 10^{-2}$
7	0,84	32,09	$1,89 \times 10^{-2}$

Tabela 4.17: Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz e a $\overline{SIR}$ para um canal AWGN com controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , para $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas.

4.3.2 Canal com desvanecimento Rayleigh

Sem Controle de Potência

(a) $N_a = 3$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	-	-	-	-
3	0,98	0,86	0,86	0,52
4	0,86	0,82	0,75	0,43
7	0,54	0,55	0,45	0,27

(b) $N_a = 5$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	1,70	1,70	1,42	1,42
3	1,42	1,41	1,30	1,00
4	1,23	1,24	1,07	0,85
7	0,79	0,78	0,73	0,55

(c) $N_a = 7$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	2,97	2,91	2,55	2,02
3	1,62	1,62	1,62	1,29
4	1,31	1,30	1,30	1,06
7	0,84	0,84	0,83	0,63

(d) $N_a = 9$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	3,20	3,20	3,21	2,90
3	1,72	1,72	1,72	1,48
4	1,48	1,48	1,39	1,22
7	0,84	0,84	0,83	0,72

Tabela 4.18: Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz para um canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , para $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T .

(a) $N_a = 3$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	-	-	-	-
3	21,72	21,73	21,86	21,60
4	24,25	24,44	24,05	24,14
7	29,19	29,28	29,29	29,30

(b) $N_a = 5$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	14,04	14,03	13,97	13,98
3	24,69	24,56	24,61	24,66
4	27,01	26,95	27,04	26,87
7	32,07	32,04	32,11	32,11

(c) $N_a = 7$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	16,39	16,26	16,14	16,37
3	26,78	26,63	26,62	26,68
4	29,25	29,35	29,29	29,23
7	33,95	33,91	33,73	33,68

(d) $N_a = 9$

$N \backslash P_T$	$5 \times 10^{-1} W$	$5 \times 10^{-2} W$	$5 \times 10^{-3} W$	$5 \times 10^{-4} W$
1	17,88	18,05	17,94	17,74
3	28,11	28,41	28,37	27,95
4	31,01	31,23	31,42	31,15
7	35,68	35,50	35,55	35,60

Tabela 4.19: Valores da $\overline{SIR}$ para um canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , para $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas e distintos valores da potência de transmissão P_T .

Com Controle de Potência

(a) $N_a = 3$

N	$\xi \text{ bps/Hz}$	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T} W$
1	-	-	-
3	0,65	19,25	$1,46 \times 10^{-3}$
4	0,49	21,65	$1,11 \times 10^{-3}$
7	0,56	26,65	$6,22 \times 10^{-3}$

(b) $N_a = 5$

N	$\xi \text{ bps/Hz}$	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T} W$
1	1,90	11,63	$1,21 \times 10^{-3}$
3	1,30	22,27	$2,52 \times 10^{-3}$
4	0,99	24,73	$1,67 \times 10^{-3}$
7	0,83	29,68	$7,63 \times 10^{-3}$

(c) $N_a = 7$

N	$\xi \text{ bps/Hz}$	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T} W$
1	1,91	13,87	$2,40 \times 10^{-4}$
3	1,93	24,33	$1,81 \times 10^{-2}$
4	1,47	27,07	$5,61 \times 10^{-3}$
7	0,83	31,90	$3,08 \times 10^{-3}$

(d) $N_a = 9$

N	$\xi \text{ bps/Hz}$	$\overline{SIR}$	$\overline{P_T} W$
1	3,80	15,52	$1,84 \times 10^{-2}$
3	1,93	25,70	$4,10 \times 10^{-3}$
4	1,47	29,03	$2,60 \times 10^{-3}$
7	0,83	33,67	$1,80 \times 10^{-2}$

Tabela 4.20: Valores da eficiência espectral ξ em bps/Hz e a $\overline{SIR}$ para um canal com desvanecimento Rayleigh, com controle de potência, com fatores de reuso $N = 1, 3, 4$ e 7 , para $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas.

4.3.3 Análise de Resultados

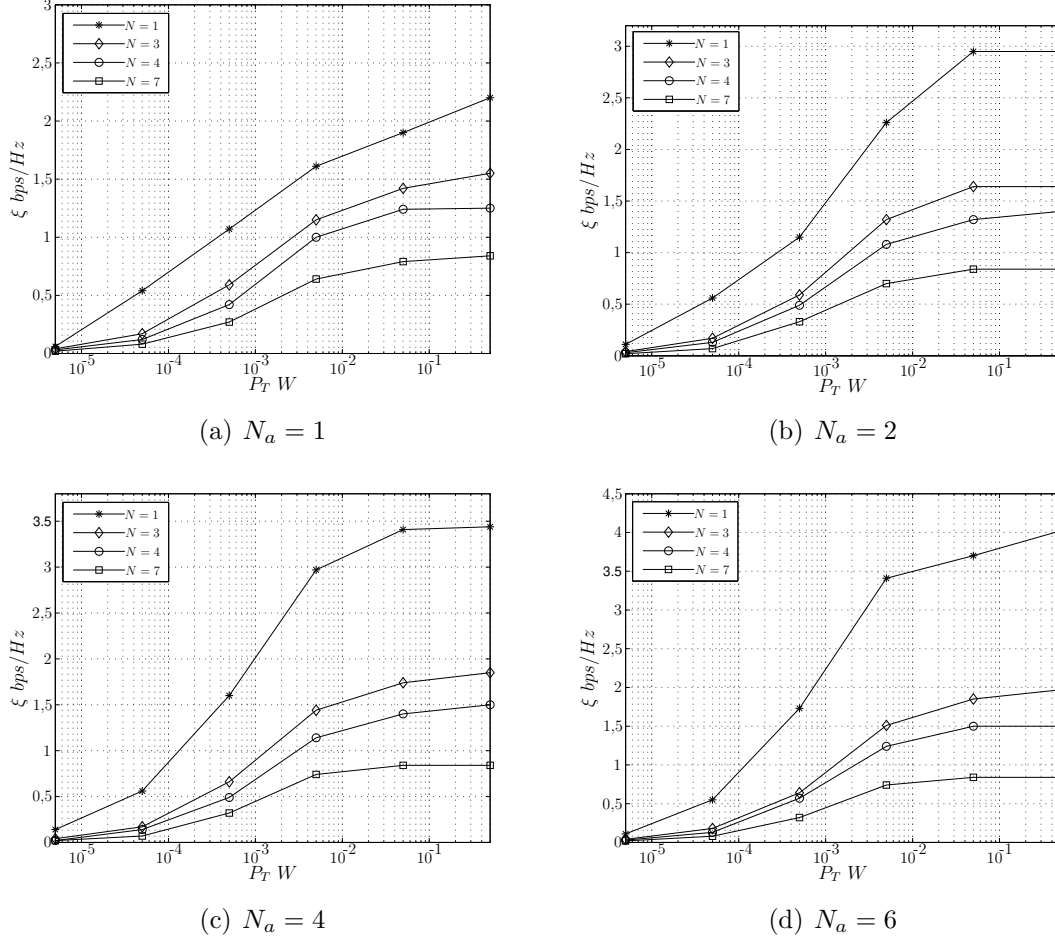


Figura 4.5: Eficiência espectral em função da potência de transmissão para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em canal AWGN sem controle de potência e distinto número de antenas N_a .

A Fig. 4.5 mostra a variação da eficiência espectral em relação à potência de transmissão para o caso sem controle de potência em canal AWGN, onde todos os usuários da célula transmitem com o mesmo nível de potência. Foram realizadas para um arranjo de $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas e observa-se para todos os casos, um incremento na eficiência espectral conforme se aumenta a potência de transmissão. Isto devido a que se permite um aumento da cobertura de modulações de ordem superior. Assim, o aumento na eficiência espectral é mais significativo para fatores de reuso menores como o fator de reuso 1 que permite chegar em maiores eficiências

e é menos evidente para fatores de reuso maiores que são menos eficientes como o reuso 7.

Por outro lado, em termos da interferência de co-canal, a Tab. 4.16 mostra que a SIR média permanece constante em relação ao aumento da potência de transmissão, ou seja o aumento da potência de transmissão não produz mudanças significativas na SIR.

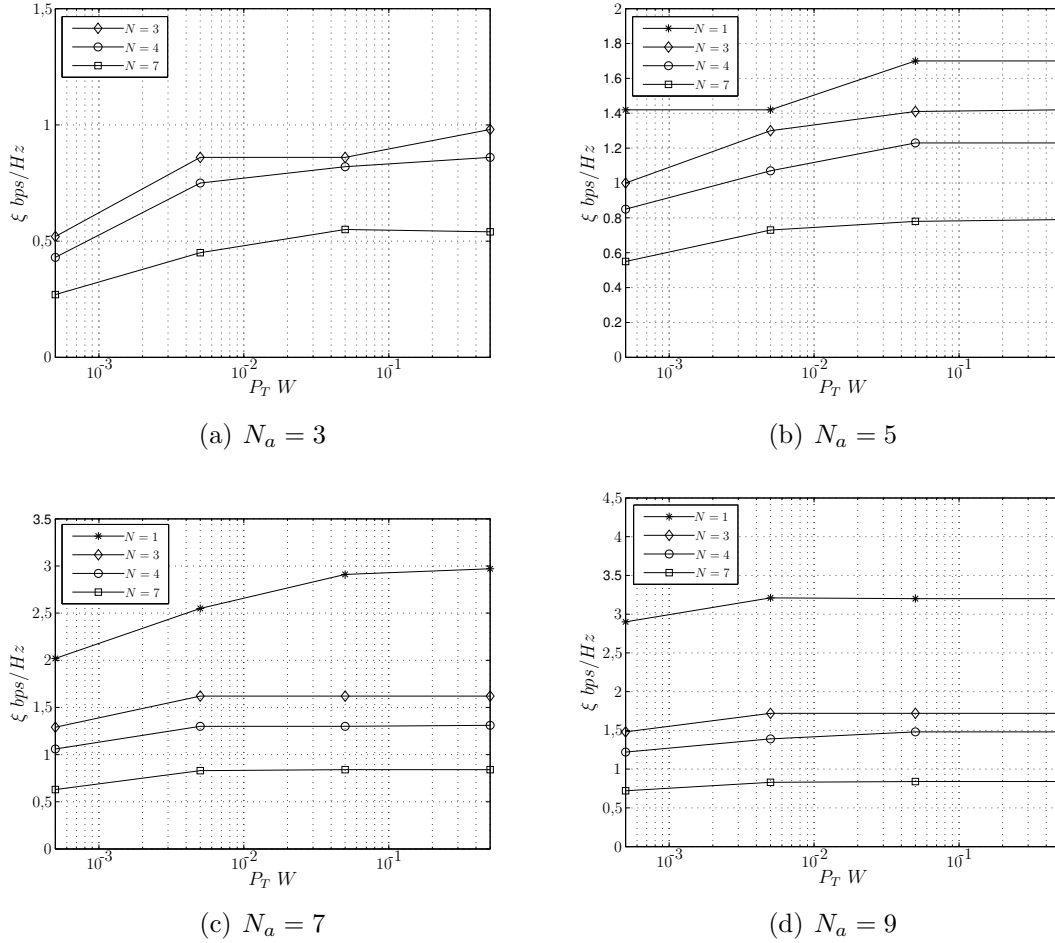
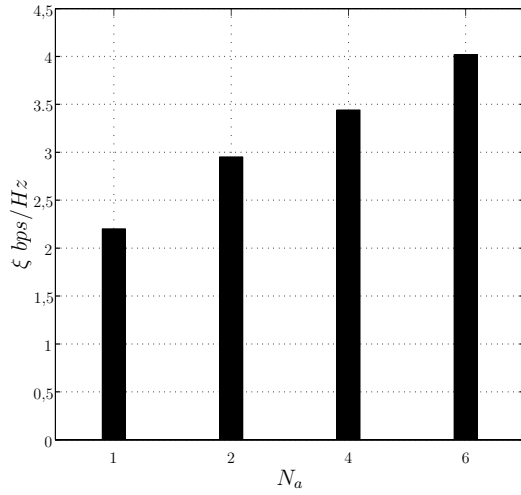


Figura 4.6: Eficiência espectral em função da potência de transmissão para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em canal com desvanecimento Rayleigh sem controle de potência e distinto número de antenas N_a .

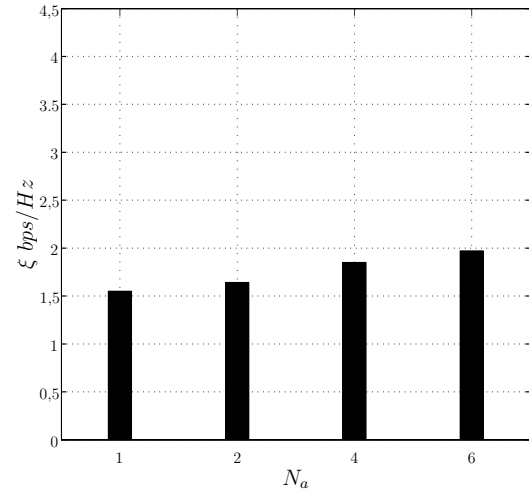
A Fig. 4.6 mostra a variação da eficiência espectral em relação à potência de transmissão, sem controle de potência em canal com desvanecimento Rayleigh. Neste caso observa-se que a melhora na eficiência do sistema não é muito significativa conforme se incrementa a potência de transmissão, isto é, a cobertura das modulações de ordem superior incrementa lentamente

devido ao efeito do desvanecimento.

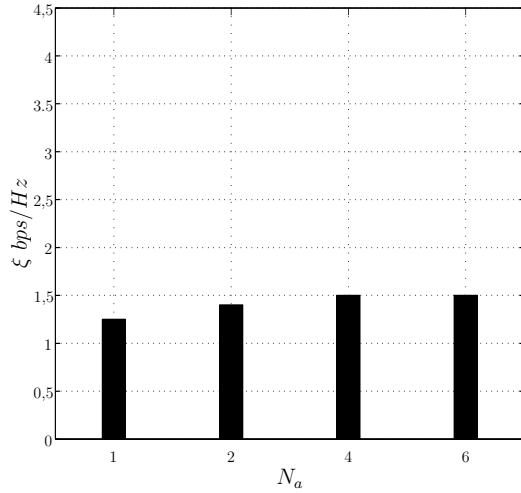
Por outro lado, observa-se para os dois tipos de canais que o fator de reuso 1 apresenta melhor eficiência espectral, ainda que a interferência de co-canal impede de alcançar grandes coberturas para as modulações de maior ordem como 16-QAM e 64-QAM.



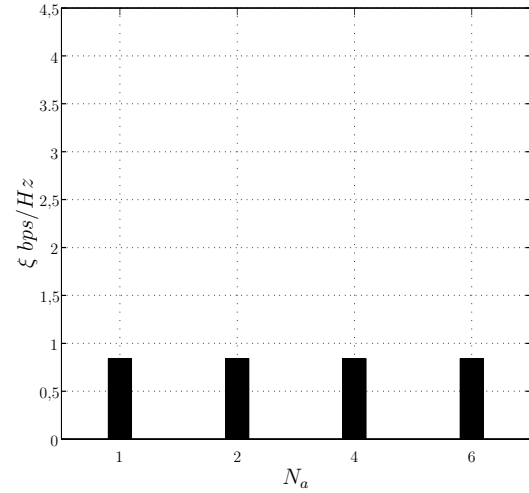
(a) $N = 1$



(b) $N = 3$



(c) $N = 4$



(d) $N = 7$

Figura 4.7: Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 1, 2, 4$ e 6 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal AWGN, sem controle de potência para máxima potência de transmissão.

A Fig. 4.7 mostra a variação da eficiência espectral em relação ao número de antenas do arranjo. Observa-se que para fatores de reuso menores, especificamente para o fator de reuso 1 que a melhoria alcançada com o incremento do número de antenas é significativa, dado que existe uma redução importante da interferência de co-canal, incrementando a SIR como mostrado na Tab. 4.16, e permitindo uma maior cobertura das modulações de ordem mais alta.

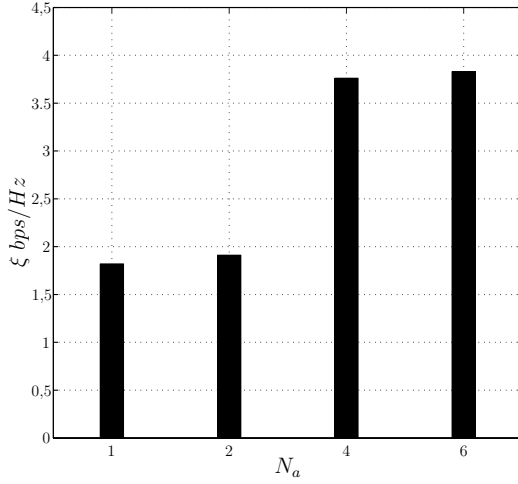
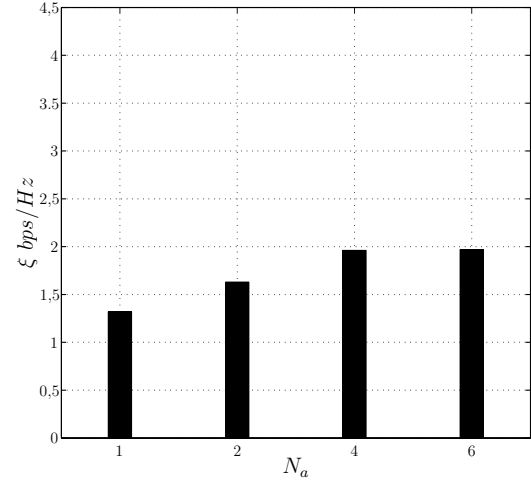
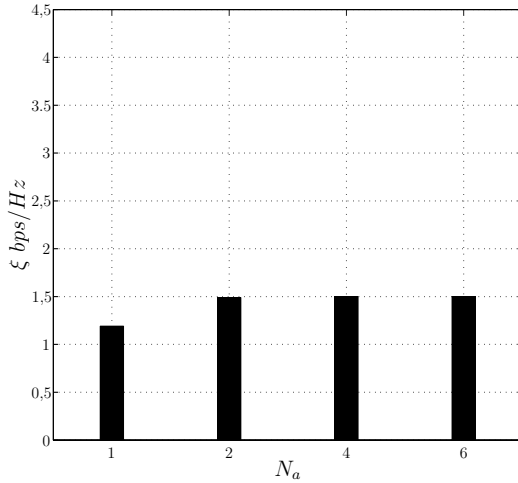
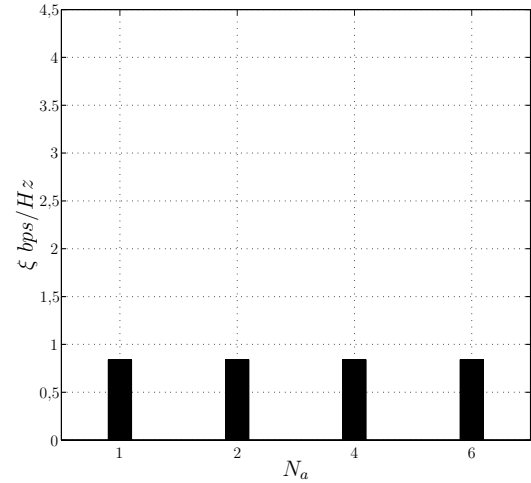
(a) $N = 1$ (b) $N = 3$ (c) $N = 4$ (d) $N = 7$

Figura 4.8: Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 1, 2, 4$ e 6 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal AWGN, com controle de potência.

No entanto, para fatores de reuso maiores, como o reuso 7, o incremento de antenas não dá lugar a melhorias significativas na eficiência espectral, dado que já é um fator de reuso robusto à interferência de co-canal e com poucas antenas consegue alcançar a cobertura total da modulação 64-QAM. Assim também se observa na Fig. 4.8 que o incremento de antenas no arranjo permite alcançar um aumento da eficiência espectral, porém no caso do reuso 1 precisa-se de maior número de antenas para apresentar uma melhoria significativa ao contrário do caso sem controle.

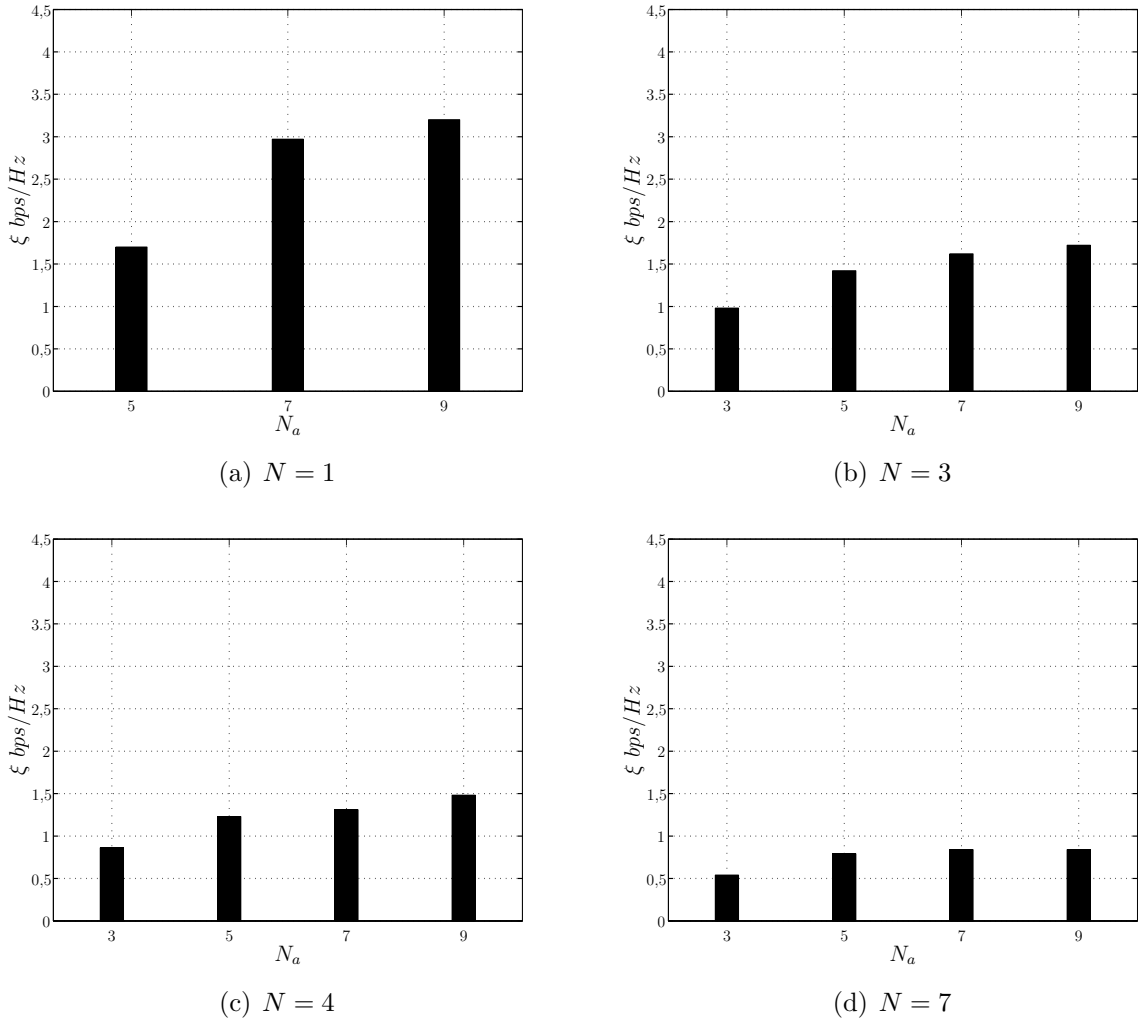


Figura 4.9: Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 3, 5, 7$ e 9 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal com desvanecimento Rayleigh, sem controle de potência para máxima potência de transmissão.

A utilização de diversidade em canais com desvanecimento Rayleigh consegue incrementar a eficiência espectral, conforme o aumento do número de antenas, especialmente no caso do reuso 1, como pode ser observado nas Fig. 4.9 e 4.10. Da mesma forma que no canal AWGN, no caso com controle de potência para reuso 1, é necessário maior número de antenas para alcançar cobertura com as ordens de modulação superiores e observar uma melhoria significativa da eficiência espectral.

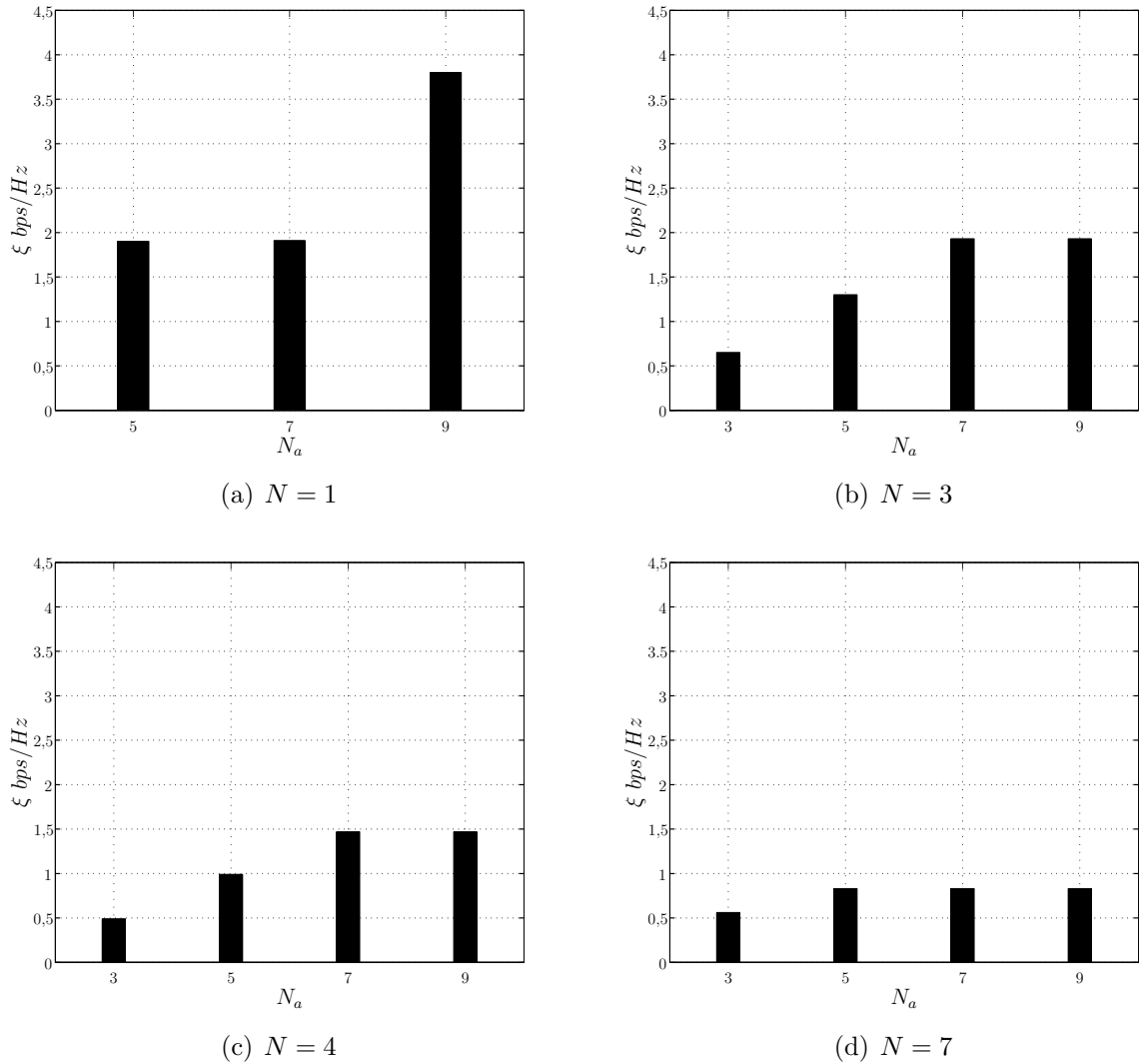
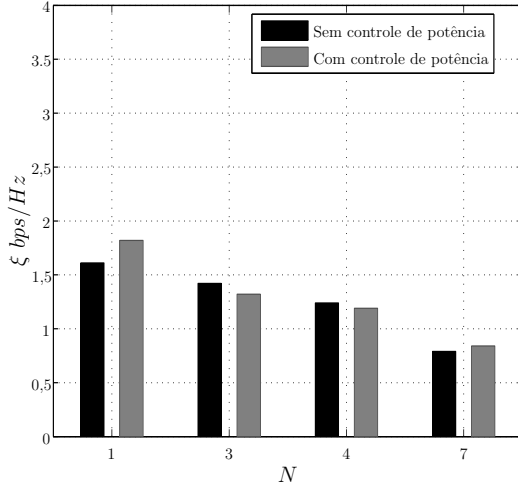
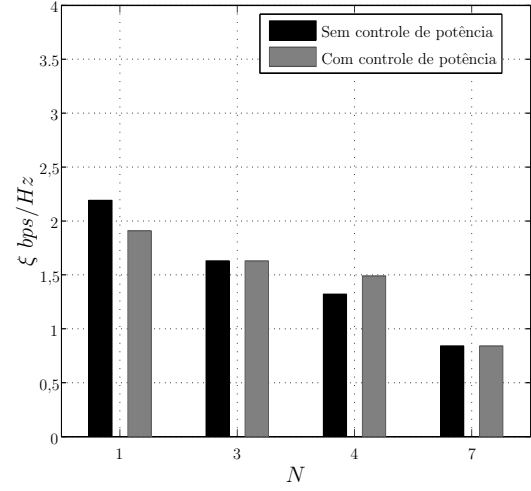


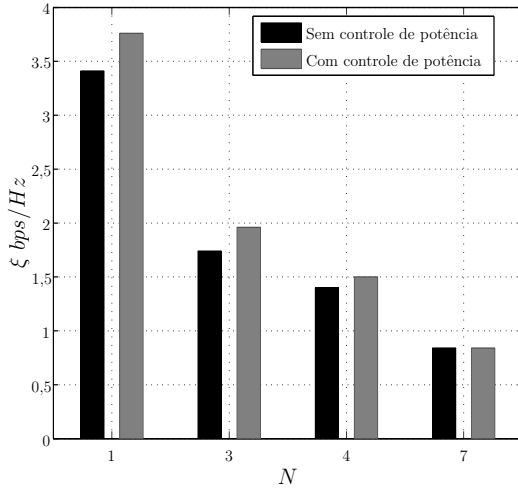
Figura 4.10: Eficiência espectral em função do número de antenas $N_a = 3, 5, 7$ e 9 para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal com desvanecimento Rayleigh, com controle de potência.



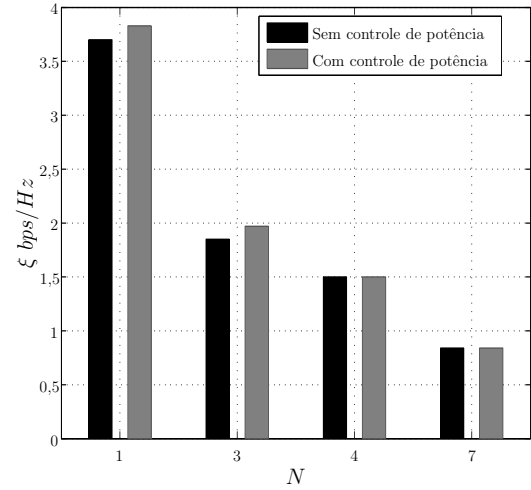
(a) $N_a = 1$



(b) $N_a = 2$



(c) $N_a = 4$



(d) $N_a = 6$

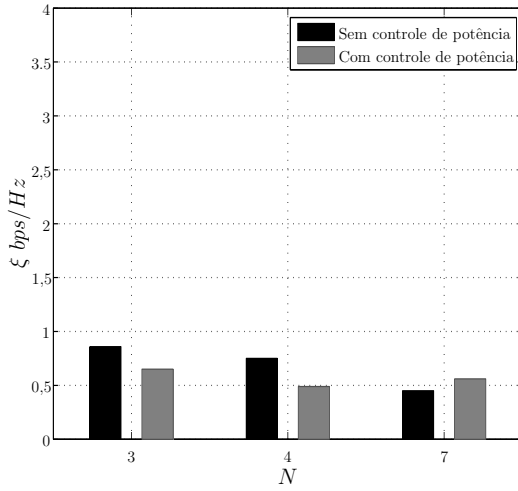
Figura 4.11: Comparação da eficiência espectral do sistema para os casos com e sem controle de potência para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal AWGN e $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas.

As Fig. 4.11 para canal AWGN e Fig. 4.12 para canal com desvanecimento Rayleigh, apresentam uma comparação entre os casos sem e com controle de potência e para distintos fatores de reuso e distinto número de antenas.

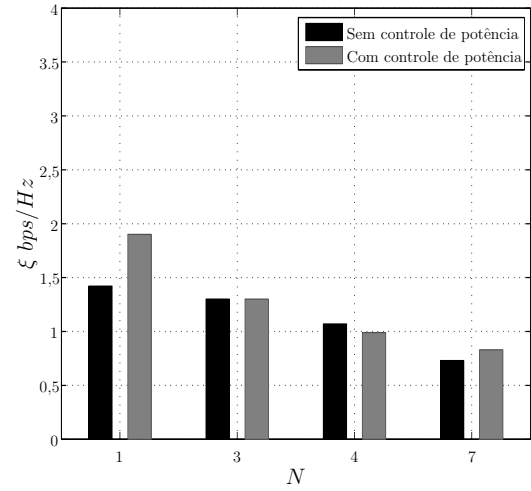
Assim, com o objetivo de se fazer uma comparação mais justa em termos da potência de transmissão, utilizou-se para o caso sem controle de potência os valores da eficiência espectral

obtidos para potências da mesma ordem que as potências médias obtidas nos casos com controle de potência das tabelas Tab. 4.17 e Tab. 4.20.

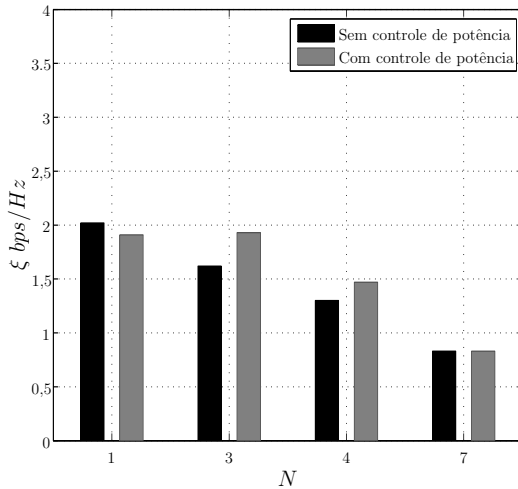
Nota-se que o fator de reuso 1 alcança em todos os casos a maior eficiência espectral, embora sendo o mas vulnerável aos efeitos da interferência de co-canal, como mostrado nos valores da SIR nas Tab. 4.16 a Tab. 4.20.



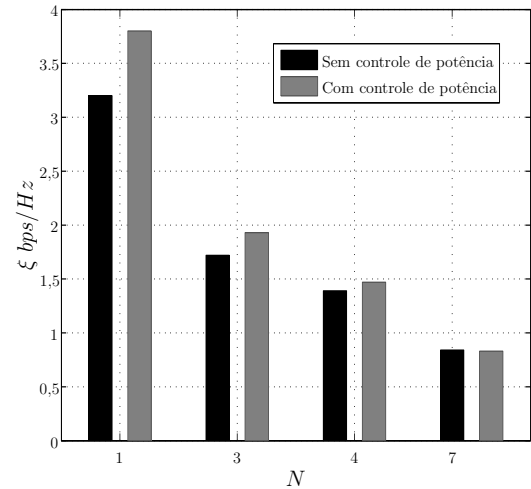
(a) $N_a = 3$



(b) $N_a = 5$



(c) $N_a = 7$



(d) $N_a = 9$

Figura 4.12: Comparação da eficiência espectral do sistema para os casos com e sem controle de potência para fatores de reuso de frequência $N = 1, 3, 4$ e 7 em um canal com desvanecimento Rayleigh e $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas.

Com referência a um canal AWGN, observa-se na Fig. 4.11 que não há grandes diferenças entre as estratégias sem e com controle de potência. A estratégia de sem controle de potência consegue melhorar levemente ao caso com controle nos casos mais afetados pela interferência de co-canal, é dizer para menor número de antenas e menor fator de reuso.

Com o aumento do número de antenas no arranjo, o desempenho do caso com controle vai melhorando levemente em relação ao caso sem controle, especialmente no fator de reuso 1. No entanto, para o fator de reuso 7, observa-se que conforme se incrementa o número de antenas, ambas as estratégias tem desempenhos iguais em termos da eficiência espectral.

No caso do canal com desvanecimento Rayleigh, observa-se na Fig. 4.12 que os efeitos do desvanecimento junto com os efeitos da interferência de co-canal fazem com que o controle de potência apresente um desempenho menor que o caso sem controle, nos fatores de reuso menores e poucas antenas. Assim, de igual forma que o canal AWGN, conforme se incrementar o número de antenas no arranjo o caso com controle consegue melhorar com respeito ao caso sem controle, especialmente para o fator de reuso 1. De igual forma também, para maior número de antenas e maior fator de reuso como o reuso 7, não há grandes diferenças entre os casos sem e com controle.

Por outro lado considerando as coberturas, a Fig. 4.13 mostra os raios de cobertura em função do fator de reuso e do esquema de controle de potência para as diferentes modulações M -QAM para um canal AWGN. Podemos observar que para poucas antenas no arranjo e fator de reuso 1, o esquema sem controle de potência tem a desvantagem de não apresentar cobertura total na célula, embora que a eficiência espectral supere aquela obtida para o caso com controle. Nesses casos, pelo contrario, o controle de potência consegue cobertura total em todos os casos.

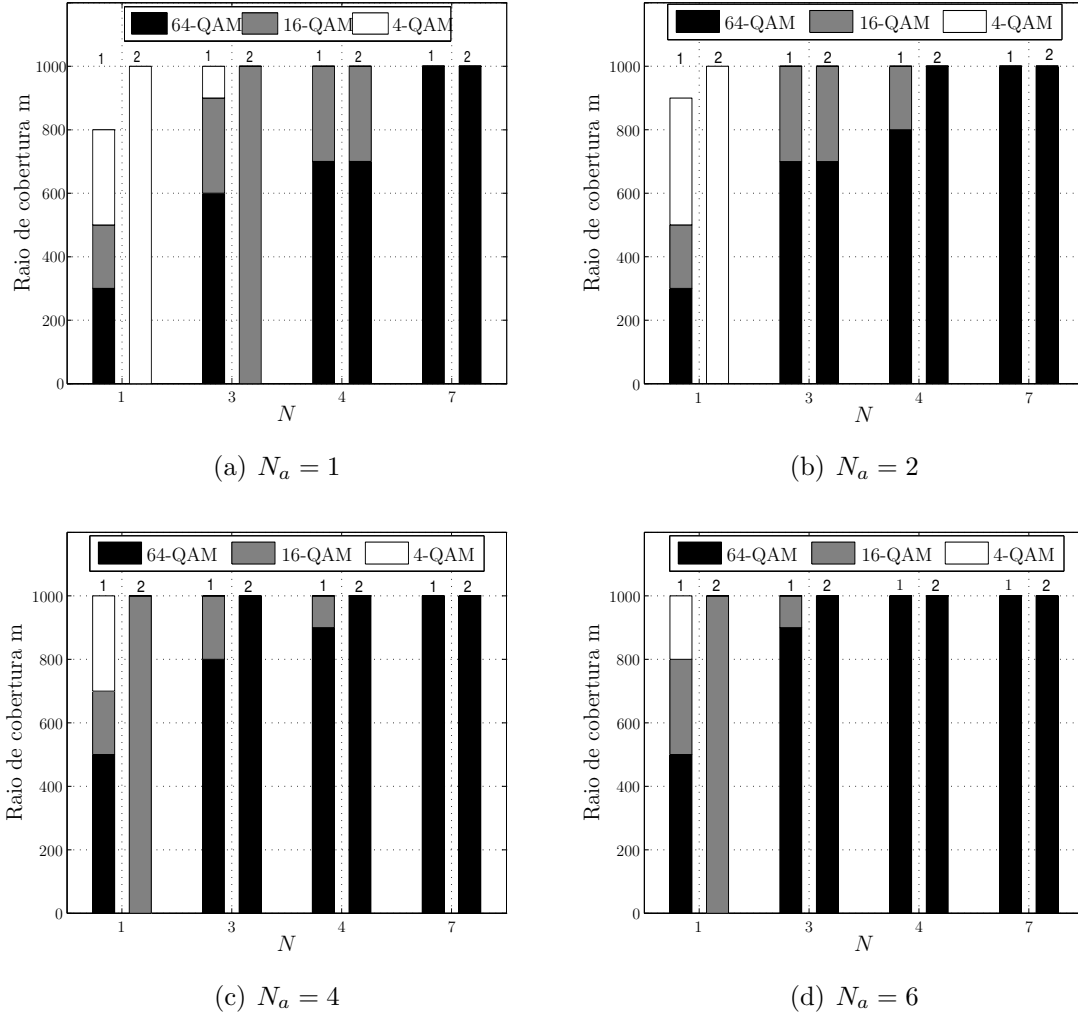


Figura 4.13: Raio de cobertura em função do fator de reuso para as modulações 64-QAM, 16-QAM e 4-QAM, para os casos sem controle de potência (1) e com controle de potência (2) em um canal AWGN com $N_a = 1, 2, 4$ e 6 antenas.

Para o caso com desvanecimento Rayleigh, observa-se na Fig. 4.14 que de igual forma o caso sem controle de potência não consegue alcançar a cobertura total na célula para $N_a = 3, 5, 7$ antenas e fator de reuso 1.

Pode-se observar também que no caso com controle de potência a alocação da modulação e, portanto, da taxa de bits entre os usuários do sistema se realiza de uma forma mais justa, no entanto no caso sem controle de potência se favorece aos usuários perto da ERB.

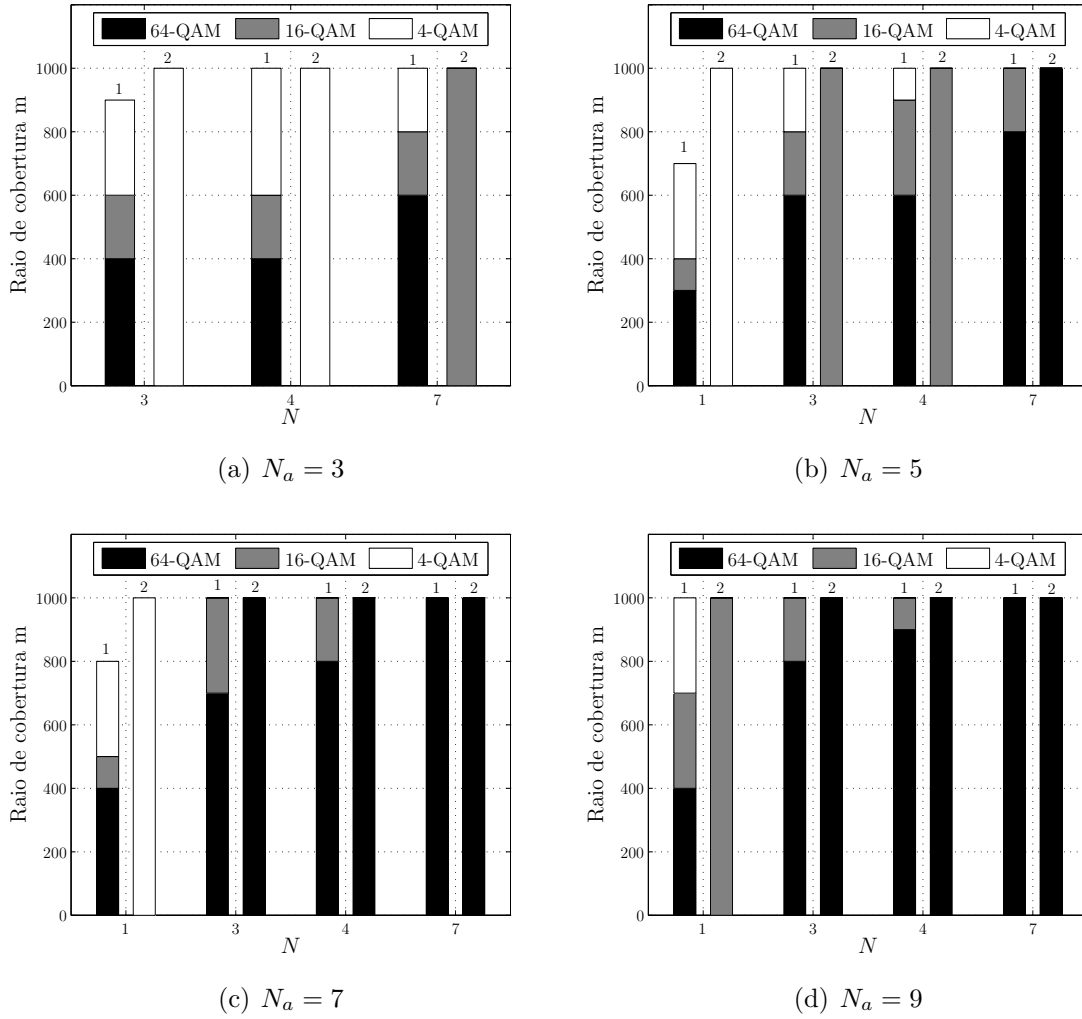


Figura 4.14: Raio de cobertura em função do fator de reuso para as modulações 64-QAM, 16-QAM e 4-QAM, para os casos sem controle de potência (1) e com controle de potência (2) em um canal com desvanecimento Rayleigh com $N_a = 3, 5, 7$ e 9 antenas.

Capítulo 5

Conclusões

Neste trabalho foi analisado o desempenho de uma rede celular em termos da eficiência espectral via simulação de Monte Carlo, considerando a interferência de co-canal da primeira camada de 6 co-celulas interferentes e apenas no enlace reverso.

Para isso, foi apresentado no capítulo 2 um resumo dos fundamentos teóricos utilizados para o desenvolvimento deste trabalho. Em seguida, no capítulo 3 foi descrita uma proposta matemática para a avaliação da eficiência espectral média de um sistema, no qual é baseado o simulador proposto no capítulo 4.

Foi avaliado um ambiente com perda de percurso exponencial e foi realizada uma análise para dois tipos de canal. O primeiro considera unicamente o ruído AWGN e o segundo considera desvanecimento produzido por múltiplos percursos do tipo Rayleigh.

Realizou-se uma comparação entre dois tipos de ambientes, sem e com controle de potência. Além disso, considerou-se na análise a utilização de um arranjo de antenas no receptor para diminuição da interferência de co-canal, assim como fornecer diversidade espacial no receptor através do método de combinação MRC para combater os efeitos do desvanecimento do tipo Rayleigh.

Considerou-se também a utilização de um esquema de modulação adaptativa, que emprega os esquemas de modulação 4-QAM, 16-QAM e 64-QAM. Estes esquemas apresentam diferentes coberturas dentro da célula, e foram utilizados em um esquema de alocação que depende da SIR e da probabilidade de erro máxima admitida.

Os resultados apresentados no capítulo 4 mostram que, para todos os casos, os fatores de reuso menores apresentam a melhor eficiência espectral, sendo o fator de reuso 1 o melhor, ainda que seja o mais suscetível aos efeitos da interferência de co-canal que portanto, não consegue ter cobertura total para as modulações de ordem superior como o 64-QAM.

Observamos que o aumento da potência de transmissão, nos casos sem controle de potência para canal AWGN, pode ajudar significativamente aos fatores de reusos menores, dado que permite melhorar nesses casos o raio de cobertura das modulações de maior ordem. Nos fatores de reuso maiores como o reuso 7, a melhora é menos significativa. Além disso, no canal com desvanecimento Rayleigh, notamos que o incremento de potência consegue melhoras menos pronunciadas na eficiência espectral.

Por outro lado, mostrou-se que a utilização de um arranjo de antenas, ajuda na redução da interferência de co-canal produzindo melhorias significativas na SIR que permitem a utilização de esquemas de modulação de ordem superior, e por conseguinte, uma utilização mais eficiente do espectro. No entanto, para fatores de reuso maiores, o incremento no número de antenas no arranjo não produziu melhorias significativas.

Mostrou-se também, que as técnicas de diversidade em um canal com desvanecimento, e em presença de interferência de co-canal, são necessárias para o funcionamento do sistema, que precisam de grande número de antenas e que é importante para melhorar a eficiência espectral da rede celular.

Na comparação das duas estratégias, sem e com controle de potência, não obteve-se grandes diferenças entre o desempenho das duas. Para o caso com controle de potência, encontrou-se um melhor desempenho em termos da eficiência para muitas antenas no arranjo. Isto é devido ao modelo de controle de potência considerado ser exponencial de acordo com a distância. Deste modo, os usuários interferentes na borda das suas próprias células transmitem com maior potência, e assim há mais vulnerabilidade à interferência de co-canal, ou seja para fatores de reuso menores e menor número de antenas, existe uma redução na SIR, e portanto não se pode utilizar modulações de maior ordem. No entanto, com o esquema de controle de potência tem-se cobertura total na área da célula e uma alocação mais justa da taxa de bits entre os usuários, ao contrário do esquema sem controle que apresenta áreas sem cobertura para menor

número de antenas e reuso unitário. Além disso, um esquema de controle de potência permite otimizar o tempo de vida das baterias dos aparelhos móveis representando neste aspecto uma vantagem sobre o esquema sem controle.

Finalmente, pode se concluir que a melhor forma de se usar o espectro, garantindo cobertura total na célula, é utilizar o fator de reuso unitário com controle de potência e maior número de antenas no arranjo.

5.1 Propostas de Trabalhos Futuros

Considerando o presente trabalho e a partir dos resultados obtidos, propomos a análise da eficiência espectral em uma rede celular na presença de interferência de co-canal com a utilização de estratégias de coordenação da interferência como reusos de frequência fracionários adaptativos ou dinâmicos, que permitam combater de melhor maneira a interferência sem degradar significativamente a eficiência espectral.

Uma outra proposta seria analisar uma estratégia de alocação de portadoras e uma estratégia de controle de potência baseados na SIR, que possa combater os efeitos da interferência nos casos de pequeno fator de reuso e com poucas antenas no arranjo.

O presente trabalho foi desenvolvido considerando o enlace reverso, restando a análise para o enlace direto.

Outra proposta seria avaliar a eficiência espectral com a exploração de códigos corretores de erros. Como também, outras técnicas de combate da interferência que permitam melhorar o desempenho para o fator de reuso unitário como o caso do *beamforming* por meio de arranjo de antenas.

Referências Bibliográficas

- [1] Khan D.A., Priyanto B.E., "Performance evaluation of frequency hopping schemes in UTRA-ITE uplink", Annual IEEE Conference, pp. 1-5 Fevereiro 2008.
- [2] Jun Wang, Shaoqian Li, "Soft versus Hard Interference Cancellation in MMSE OSIC MIMO Detector: A Comparative Study", 4th International Symposium on Wireless Communication Systems ISWCS, pp.642 - 646, Outubro 2007.
- [3] Gangming Lv, Shihua Zhu, Hui Hui, "A Distributed Power Allocation Algorithm with Inter-cell Interference Coordination for Multi-cell OFDMA Systems", Global Telecommunications Conference, pp. 1-6, Dezembro 2009.
- [4] Xun Yong Zhang, Chen He, Lingge Jiang, and Jing Xu, "Inter-cell Interference Coordination Based on Softer Frequency Reuse in OFDMA Cellular Systems", International Conference on Neural Networks and Signal Processing, pp. 270 - 275, Junho 2008.
- [5] Tiankui Zhang, Zhimin Zeng, Chunyan Feng, Jie Cheng, Lianbo Song, "Uplink power allocation for interference coordination in multi-cell OFDM systems", Third International Conference on Communications and Networking in China, pp. 716 - 720, Agosto 2008.
- [6] Porjazoski M., Popovski B., "Analysis of Inter-cell interference coordination by Fractional frequency reuse in LTE", International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), pp. 160-164, Novembro 2010.
- [7] Shukry S.M., Elsayed K., Elmoghazy A., Nassar A., "Adaptive Fractional Frequency Reuse (AFFR) scheme for multi-cell IEEE 802.16e systems", 6th International Symposium on

- High-Capacity Optical Networks and Enabling Technologies (HONET), pp.96-102, Março 2010.
- [8] Angelakis V., Lei Chen, Di Yuan, "A Fully Decentralized and Load-Adaptive Fractional Frequency Reuse Scheme", 2011 IEEE 19th International Symposium on Modeling, Analysis and Simulation of Computer and Telecommunication Systems (MASCOTS), pp.425-428, Agosto 2011.
- [9] S-E Elayoubi, O. Ben Haddada, B.Fourestié, "Performance Evaluation of Frequency Planning Schemes in OFDMA-based Networks", IEEE Transactions on Wireless Communications, VOL. 7, NO. 5, May 2008.
- [10] Z. Xie e B. Walke, "Frequency Reuse Techniques for Attaining both Coverage and High Spectral Efficiency in OFDMA Cellular Systems", IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), pp. 1-6, Julho 2010.
- [11] Proakis J., "Digital Communications", McGraw-Hill, quarta edição, 2001.
- [12] Kapil Gulati, Aditya Chopra, Brian L. Evans, Keith R. Tinsley, "Statistical Modeling of Co-Channel Interference", IEEE "GLOBECOM" 2009.
- [13] T. Rappaport, "Wireless Communications: Principles and Practice", Prentice Hall, segunda edição, 2002.
- [14] J. Andrews, A Ghosh, R. Muhamed, "Fundamentals of WiMAX", Prentice Hall, EUA, 2007.
- [15] 3rd Generation Partnership Project, 3GPP Long Term Evolution Physical Layer Standard, 3GPP TS 36.201 V10.0.0, 2010.
- [16] 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", 7th International Telecommunications Symposium, Manaus, Brazil, Set 2010.

-
- [17] Barry J., Lee E., Messerschmitt D. "Digital Communication", Kluwer-Academic Publishers, third edition, EUA, 2004.
- [18] Bo Hagerman, "Downlink Relative Co-Channel Interference Powers in Cellular Radio Systems", Vehicular Technology Conference, IEEE 45th, 1995.
- [19] Altamirano D., de Almeida C, "Evaluation of the Effects of the Co-Channel Iterference on the Bit Error Rate of Cellular Systems for BPSK Modulation", 7th International Telecommunications Symposium, Manaus, Brazil, Set 2010.
- [20] Kiomi S., de Almeida C., "A Lower Bound on the Normalized Interference Mean and Standard Deviation for CDMA Systems Using Antenna Arrays", Electronics Letters, Vol.36, No.21, Out. 2000.
- [21] Legnain M., Ambarek A., "Simulation of Adaptive Antenna for Interference Reduction", 4th International Conference on Innovations in Information Technology, IIT 2007.
- [22] M. Alouini, A. J. Goldsmith, "Capacity of Rayleigh Fading Channels Under Different Adaptive Transmission and Diversity-Combining Techniques", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol. 48, N°. 4, Julho 1999.
- [23] M. Yacoub, "Foundations of Mobile Radio Engineering", CRC Press, EUA, 2000.
- [24] E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, 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", XXIX Simposio Brasileiro de Telecomunicações SBrT, Curitiba, Brasil, Outubro 2011.
- [25] E. Benítez, "Avaliação da Eficiência Espectral Média do Enlace Reverso de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-Canal", Dissertação de Mestrado, Departamento de Comunicações, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2011.
- [26] D. Tse, P. Viswanath, "Fundamentals of Wireless Communication", Cabridge University Press, 2005.

- [27] M. Yacoub, "Wireless Technology", CRC Press, EUA, 2002.
- [28] Y. Wang, S. Kumar, L. Garcia, K. I. Pedersen, I. Z. Kovács, Simone, "Fixed Frequency Reuse for LTE-Advanced Systems in Local Area Scenarios", Vehicular Technology Conference, 2009.
- [29] H. Lei, L. Zhang, X. Zhang, D. Yang, "System Level Evaluation of 3G Long Term Evolution", The 18th Annual IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC 2007.
- [30] Jagannathan S. , Zawodniok M. , Shang Q., "Distributed power control of cellular networks in the presence of Rayleigh fading channel", INFOCOM 2004.
- [31] Mustafa Kocaturk and Someshwar C. Gupta, "Simulation of Cochannel Interference in Co-existing Cellular TDMA Networks", Vehicular Technology Conference, IEEE 44th, 1994.
- [32] E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, C. de Almeida, "Spectral Efficiency Evaluation for the Uplink of Cellular Networks", International Workshop on Telecommunications IWT, Rio de Janeiro, Brasil, Maio 2011.
- [33] C. Nie, P. Liu, S. Panwar, "Interference Management using Frequency Planning in an OFDMA based Wireless Network", Wireless Communications and Networking Conference WCNC, pp. 998-1003, Maio 2011.