



**UNIVERSIDADE
ESTADUAL DE LONDRINA**

ÁLVARO RICIERI CASTRO E SOUZA

**EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL EM REDES SEM FIO MACRO-
CELULARES:
CARACTERIZAÇÃO, OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DE COMPROMISSO**

LONDRINA - PR
2013

ÁLVARO RICIERI CASTRO E SOUZA

**EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL EM REDES SEM FIO MACRO-
CELULARES:
CARACTERIZAÇÃO, OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DE COMPROMISSO**

Dissertação apresentada ao Programa de Mestrado em Ciência da Computação Departamento de Computação da Universidade Estadual de Londrina, para a obtenção do título de Mestre em Ciência da Computação.

Orientador:
Prof. Dr. Taufik Abrão

**LONDRINA - PR
2013**

Dados Internacionais de Catalogação-na-Publicação (CIP)

S729e Souza, Álvaro Ricieri Castro e.

Eficiências energética e espectral em redes sem fio macro-celulares : caracterização, otimização e análise de compromisso / Álvaro Ricieri Castro e Souza. – Londrina, 2013.

113 f. : il.

Orientador: Taufik Abrão.

Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) – Universidade Estadual de Londrina, Centro de Ciências Exatas, Programa de Pós-Graduação em Ciência da Computação, 2013.

Inclui bibliografia.

1. Redes de computadores – Teses. 2. Sistemas de comunicação sem fio – Teses. 3. Acesso múltiplo por divisão de código – Teses. 4. Programação convexa – Teses. 5. Teoria dos jogos – Teses. I. Abrão, Taufik. II. Universidade Estadual de Londrina. Centro de Ciências Exatas. Programa de Pós-Graduação em Ciência da Computação. III. Título.

CDU 519.68.04

ÁLVARO RICIERI CASTRO E SOUZA

**EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL EM REDES SEM FIO MACRO-CELULARES:
CARACTERIZAÇÃO, OTIMIZAÇÃO E ANÁLISE DE COMPROMISSO**

Dissertação apresentada ao Programa de Mestrado em Ciência da Computação Departamento de Computação da Universidade Estadual de Londrina, para a obtenção do título de Mestre em Ciência da Computação.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Taufik Abrão
Universidade Estadual de Londrina
Orientador

Prof. Dr. José Roberto de Almeida Amazonas
Escola Politécnica da Universidade de São Paulo
Membro titular

Prof. Dr. Mario Lemes Proença Jr.
Universidade Estadual de Londrina
Membro titular

Prof. Dr. Fábio Renan Durand
Universidade Tecnológica Federal do Paraná -
Campus Campo Mourão
Membro titular

Londrina, 09 de janeiro de 2013.

AGRADECIMENTOS

Agradeço, primeiramente, a Deus, que me deu segurança, paz e iluminação em todos os momentos de minha vida.

Agradeço também a meus pais, Álvaro Roberto Castro e Souza e Cleonice Maria Ricieri Castro e Souza, e minhas irmãs, Talita e Isabela Ricieri Castro e Souza, por todo o apoio e compreensão demonstrados durante o Mestrado, possibilitando-me chegar a este momento.

Aos funcionários e professores dos departamentos de Computação e de Engenharia Elétrica, meus agradecimentos pelo conhecimento passado nestes dois anos e pela relação de respeito, confiança e amizade construída neste tempo.

Aos colegas do Laboratório de Telecomunicações e DSP, devo agradecer pela capacidade de compreensão e também pelo apoio em momentos complicados, além da construção de amizades que irão além do meio acadêmico. Agradeço também aos amigos de outras épocas, que sempre se mostraram dispostos a auxiliar, mesmo que indiretamente, nesta importante etapa.

Por último, e não menos importante, gostaria de agradecer meu orientador, Prof. Dr. Taufik Abrão, por todo o tempo dispendido na transmissão de conhecimentos e discussões, além da dedicação e apoio incondicional ofertados pelo mesmo durante este período de orientação.

SOUZA, Álvaro Ricieri Castro e. **Eficiência Energética e Espectral em Redes sem Fio Macro-celulares**: Caracterização, Otimização e Análise de Compromisso. 2013. 113f. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2013.

RESUMO

Dada a crescente demanda por taxa de informação e serviços distintos, a alocação eficiente de recursos em redes sem fio torna-se uma estratégia essencial. Assim, os esforços de pesquisa atual têm sido direcionados principalmente para o crescimento da capacidade do sistema de comunicação, bem como de sua eficiência espectral (SE). Adicionalmente, a preocupação com o uso racional de recursos, principalmente energia, faz com que uma abordagem complementar seja considerada, trazendo à tona a necessidade de conciliar o problema do consumo de potência, i.e., a métrica de eficiência energética (EE), com as necessidades em termos de capacidade e qualidade de serviço (QoS). A otimização da métrica de EE consiste na maximização da quantidade de bits transmitidos para cada unidade de energia consumida pela rede, de tal forma que o sistema utilize da maneira mais eficiente e racional possível a energia disponível. De modo a atender aos requisitos de taxa e cobertura, maximizar a eficiência espectral e também considerar os requisitos dos padrões de redes sem fio macro-celulares mais recentes, este trabalho investiga o problema da alocação eficiente de potência e taxa de informação baseado no compromisso entre EE e SE, utilizando como cenário de aplicação redes de comunicações de múltiplo acesso por divisão de código (CDMA). Resultados numéricos para diversos cenários indicam que a interferência de múltiplo acesso (MAI) é um ponto crítico no uso racional dos recursos, principalmente para os usuários localizados em zonas críticas, i.e., bordas da área de cobertura. Deste modo, emprega-se os conceitos de canal *relay* e modo de transmissão cooperativo tendo em vista a maximização da EE. Com a utilização de estações retransmissoras fixas, com posicionamento e quantidade otimizados, obtém-se uma redução apreciável da potência necessária para a operação da rede, reduzindo assim a MAI para os usuários críticos e conduzindo, portanto, a um aumento na eficiência energética da rede. Adicionalmente, a abordagem de otimização analítica adotada na formulação do problema utiliza os recentes resultados de teoria de jogos e otimização convexa.

Palavras-chave: Alocação de recursos. Eficiência energética. Eficiência espectral. Compromisso EE-SE. Redes de múltiplo acesso por divisão de código. Redes cooperativas. DS-CDMA. Estações retransmissoras. Teoria de jogos. Otimização convexa.

SOUZA, Álvaro Ricieri Castro e. **Energy and Spectral Efficiency in Macro-cell Wireless Networks**: Characterization, Optimization and Tradeoff Analysis. 2013. 113f. Dissertação (Mestrado em Ciência da Computação) – Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2013.

ABSTRACT

Given the increasing demand on rate and distinct services, the efficient resource allocation in wireless networks becomes an essential strategy. The research efforts have been directed mainly to increase system capacity, as well as the spectral efficiency (SE). Besides, the concern for the rational use of resources, mainly energy, makes a complementary approach be considered, evidencing the necessity to conciliate the energy consumption problem, i. e., the energy efficiency (EE) metric, with the necessity in terms of capacity and quality of service (QoS). The optimization of the EE metric consists in the maximization of the number of transmitted bits in each energy unit consumed by the network, such that the system uses the available energy as efficiently and rationally as possible. To satisfy the coverage and rate requirements, maximize the spectral efficiency and also consider the requirements of the most recent macro-cell wireless standards, this work investigates the problem of the efficient power and rate allocation based on the EE and SE tradeoff, considering as application scenario code division multiple access (CDMA) systems. Numerical results for several system and channel configurations indicate that the multiple access interference (MAI) is a critical point for rational use of resources, mainly for users located at critical zones, i.e. coverage area borders. This way, it is employed the concept of relay channel and cooperative transmission mode in order to maximize EE. Deploying fixed relay stations, with optimized placement and quantity, it is achieved an interesting reduction on the power consumption necessary to the network operation, reducing MAI for the critical users, and therefore increasing the overall energy efficiency. Furthermore, the adopted analytical optimization approach uses the latest results on game theory and convex optimization.

Key words: Resource allocation. Energy efficiency. Spectral efficiency. EE-SE tradeoff. Code division multiple access networks. Cooperative networks. DS-CDMA. Relay stations. Game theory. Convex optimization.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 3.1 – <i>Gap</i> de SE Λ entre as eficiências energética e espectral.	31
Figura 3.2 – Eficiência energética, $\xi(\gamma)$ e primeira derivada de $\xi(\gamma)$	35
Figura 3.3 – SINR ótima para eficiência energética em relação ao nível de interferência normalizada.	37
Figura 3.4 – Geometria de célula com nível de interferência definido pelo número de usuários e distância até a BS.	38
Figura 3.5 – Compromisso EE-SE considerando diferentes cenários de interferência e filtros.	39
Figura 3.6 – Compromisso EE-SE considerando diferentes cenários de interferência e filtro MF, com $P_{\max} = 1W$	41
Figura 4.1 – Somatório de taxa para os algoritmos propostos utilizando filtros MF e Descorrelacionador	48
Figura 4.2 – Somatório de potência para os algoritmos propostos utilizando filtros MF e Descorrelacionador.	49
Figura 4.3 – Eficiência energética em relação ao carregamento do sistema para os dois algoritmos propostos.	49
Figura 4.4 – Percentagem de usuários interrompidos para os dois algoritmos propostos para MF e DEC.	50
Figura 4.5 – Somatório de taxa para os dois algoritmos propostos utilizando Descorrelacionador.	51
Figura 4.6 – Somatório de potência para os dois algoritmos propostos utilizando Descorrelacionador.	51
Figura 4.7 – Eficiência energética em relação ao carregamento do sistema para os dois algoritmos propostos, utilizando filtro DEC.	52
Figura 4.8 – Percentagem de usuários interrompidos para os dois algoritmos propostos utilizando Descorrelacionador.	53
Figura 5.1 – Topologia básica de uma rede cooperativa.	57
Figura 5.2 – Estrutura de célula com a) raios r_1 e r_0 e b) frequências de portadora para bandas F_1 e F_2	60
Figura 5.3 – Representação dos conjuntos $K_{D,j}$ e $K_{R,j}$	61
Figura 5.4 – Modelo de cobertura da macro-célula, com 3 RSs e setorização de 120° na BS.	63
Figura 6.1 – Áreas de cobertura considerando implementação de 3, 4 e 5 RSs.	68

Figura 6.2 – Comportamento das áreas de interferência para o i -ésimo RS e a área de interferência do usuário crítico	68
Figura 6.3 – Função-utilidade ξ_k em relação à SINR para usuários de um salto (<i>1-hop</i>) e dois saltos (<i>2-hop</i>).	78
Figura 6.4 – SINR ótima para EE para usuários de um salto e dois saltos.	78
Figura 7.1 – Áreas consideradas na análise de gasto de potência de transmissão das RSs	81
Figura 7.2 – APC mínimo para modos <i>coo</i> e <i>nco</i> com filtro MF.	82
Figura 7.3 – Percentagem de potência das RSs gasta com amplificação de ruído de fundo com filtro MF.	84
Figura 7.4 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários interferentes, descartando a potência gasta com amplificação de ruído de fundo, para filtro MF.	84
Figura 7.5 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários de interesse para filtro MF	85
Figura 7.6 – APC para modos <i>coo</i> e <i>nco</i> com filtro DEC.	88
Figura 7.7 – Percentagem de potência das RSs gasta com amplificação de ruído de fundo com filtro DEC.	89
Figura 7.8 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários interferentes, descartando a potência gasta com amplificação de ruído de fundo, para filtro DEC.	90
Figura 7.9 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários de interesse para filtro DEC	91
Figura 7.10 – Consumo de potência por área e probabilidade de interrupção para os modos <i>nco</i> e <i>coo</i> e filtros considerados.	93
Figura 7.11 – Eficiência energética normalizada pela largura de banda e probabilidade de interrupção	94
Figura A.1 – Gráfico de $f_{\text{inf}}(\gamma_k)$	105
Figura A.2 – Gráfico da segunda derivada de $\text{num}_{\text{EE}}(\gamma_k)$	106
Figura A.1 – Potência alocada pelo algoritmo de controle de potência de Verhulst em cada iteração.	111
Figura B.1 – Modelos de perda de percurso considerados neste trabalho.	113

LISTA DE TABELAS

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação: Análise do compromisso EE-SE	37
Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação: análise dos algoritmos propostos para alocação de potência segundo o compromisso EE-SE.	47
Tabela 7.1 – Parâmetros adotados para Sistema DS-CDMA com RSs fixas	80
Tabela 7.2 – APC mínimo, raio ótimo, número ótimo de RSs e probabilidade de interrupção de serviço com filtro MF.	83
Tabela 7.3 – Componentes do gasto de potência das RSs para as topologias otimizadas descritas na Tabela 7.2 utilizando filtro MF.	86
Tabela 7.4 – Eficiência Energética, Eficiência Energética normalizada pela banda e probabilidade de interrupção de serviço para os modos cooperativo e não-cooperativo utilizando filtro MF.	86
Tabela 7.5 – Componentes do consumo de potência das RSs com EE otimizada utilizando filtro MF.	87
Tabela 7.6 – APC mínimo, raio ótimo, número ótimo de RSs e probabilidade de interrupção de serviço com filtro DEC.	89
Tabela 7.7 – Componentes da potência de transmissão das RSs para as topologias otimizadas descritas na Tabela 7.6 usando DEC.	91
Tabela 7.8 – Eficiência Energética, Eficiência Energética normalizada pela banda e probabilidade de interrupção de serviço para os modos cooperativo e não-cooperativo utilizando filtro DEC.	92
Tabela 7.9 – Componentes do gasto de potência das RSs com EE otimizada utilizando filtro DEC.	92

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>
AF	<i>Amplifica e Transmite – Amplify and Forward</i>
AMC	<i>Modulação e Codificação Adaptativas – Adaptive Modulation and Coding</i>
APC	<i>Consumo de Potência por Área – Area Power Consumption</i>
ASE	<i>Eficiência Espectral de Área – Area Spectral Efficiency</i>
AWGN	<i>Ruído Aditivo Gaussiano Branco – Additive White Gaussian Noise</i>
BER	<i>Taxa de Erro de Bit – Bit Error Rate</i>
BPSK	<i>Modulação por Chaveamento Binário de Fase – Binary Phase Shift Keying</i>
BS	<i>Estação Rádio-Base – Base-Station</i>
CDMA	<i>Múltiplo Acesso por Divisão de Código – Code Division Multiple Access</i>
DEC	<i>Detector Descorrelacionador</i>
DF	<i>Decodifica e Transmite – Decode and Forward</i>
DS-CDMA	<i>CDMA por Sequência Direta – Direct Sequence CDMA</i>
EE	<i>Eficiência Energética – Energy Efficiency</i>
EGC	<i>Combinação de Ganho Iguatário – Equal Gain Combining</i>
FDD	<i>Duplexação por Divisão de Frequência – Frequency Division Duplexing</i>
FDMA	<i>Múltiplo Acesso por Divisão de Frequência – Frequency Division Multiple Access</i>
FH-CDMA	<i>CDMA por Salto em Frequência – Frequency Hopping CDMA</i>
FRS	<i>Estação Retransmissora Fixa – Fixed Relay Station</i>
GBR	<i>Taxa de Dados Garantida – Guaranteed Bit Rate</i>
GSM	<i>Global System for Mobile Communications</i>
LMuD	<i>Detector Multiusuário Linear – Linear Multi-user Detector</i>
LoS	<i>Linha de Visada – Line of sight</i>
LTE	<i>Long Term Evolution</i>

LTE-A	LTE <i>Advanced</i>
MAC	Controle de Acesso ao Meio – <i>Media Access Control</i>
MAI	Interferência de Múltiplo Acesso – <i>Multiple Access Interference</i>
MC-CDMA	CDMA com Múltiplas Portadoras – <i>Multi-Carrier CDMA</i>
MC-DS-CDMA	DS-CDMA com Múltiplas Portadoras – <i>Multi-Carrier DS-CDMA</i>
MCS	Simulação Monte-Carlo – <i>Monte-Carlo Simulation</i>
MF	Filtro Casado – <i>Matched Filter</i>
MFB	Banco de Filtros Casados – <i>Matched Filter Bank</i>
ML	Máxima Verossimilhança – <i>Maximum Likelihood</i>
MMSE	Detector por Mínimo Erro Quadrático Médio – <i>Minimum Mean Square Error</i>
MOO	Otimização Multi-Objetivo – <i>Multi-Objective Optimization</i>
MRC	Combinação de Máxima Razão – <i>Maximal-Ratio Combining</i>
MRS	Estação Retransmissora Móvel – <i>Mobile Relay Station</i>
MT	Terminal Móvel – <i>Mobile Terminal</i>
MuD	Deteção Multiusuário – <i>Multiuser Detection</i>
NLoS	Sem Linha de Visada – <i>No Line of Sight</i>
OFDM	Multiplexação por Divisão Ortogonal de Frequência – <i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>
OFDMA	Múltiplo Acesso por Divisão Ortogonal de Frequência – <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i>
OMuD	Detector Multiusuário Ótimo – <i>Optimum Multi-user Detector</i>
PA	Amplificador de Potência – <i>Power Amplifier</i>
PAPR	Razão entre Potência de Pico e Potência Média– <i>Peak-to-Average Power Ratio</i>
PCA	Algoritmo de Controle de Potência – <i>Power Control Algorithm</i>
PDF	Função Densidade de Probabilidade – <i>Probability Density Function</i>
PER	Taxa de Erro de Pacote – <i>Package Error Rate</i>
PL	Perda de Percurso – <i>Path-loss</i>
PN	Pseudo-aleatória – <i>Pseudo-Noise</i>

PSR	Taxa de Sucesso de Pacote – <i>Package Success Ratio</i>
QAM	Modulação em Amplitude e Quadratura – <i>Quadrature Amplitude Modulation</i>
QoS	Qualidade de serviço – <i>Quality of Service</i>
QPSK	Modulação por Chaveamento em Quadratura de Fase – <i>Quadrature Phase Shift Keying</i>
RF	Radio Frequência – <i>Radio Frequency</i>
RS	Estação Retransmissora – <i>Relay Station</i>
SC	Combinação por seleção – <i>Selection Combining</i>
SE	Eficiência Espectral – <i>Spectral Efficiency</i>
SER	Taxa de Erro de Símbolo – <i>Symbol Error Rate</i>
SINR	Relação Sinal-Interferência mais Ruído – <i>Signal to Interference and Noise Ratio</i>
SP	Somatório de Potência – <i>Sum Power</i>
SR	Somatório de Taxa – <i>Sum Rate</i>
SS	Espalhamento Espectral – <i>Spreading Spectrum</i>
STR	Transmissão e Recepção Simultânea – <i>Simultaneous Transmit and Receive</i>
SuD	Deteção Uniusuário – <i>Single-user Detection</i>
TDD	Duplexação por divisão de tempo – <i>Time Division Duplexing</i>
TDMA	Múltiplo Acesso por Divisão de Tempo – <i>Time Division Multiple Access</i>
TTR	Transmissão e Recepção por Divisão de Tempo – <i>Time-division Transmit and Receive</i>
WiMAX	<i>Worldwide Interoperability for Microwave Access</i>
ZF	Zero-Forcing

LISTA DE NOTAÇÕES

k, γ, M	Escalar, caracter em itálico
\mathbf{a}	Vetor, caracter minúsculo em negrito
\mathbf{A}	Matriz, caracter maiúsculo em negrito
\mathcal{A}	Conjunto, caracter maiúsculo estilizado
\mathbf{I}_N	Matriz identidade de ordem N
a_i	i -ésimo elemento do vetor \mathbf{a} ou do conjunto \mathcal{A}
$\mathcal{U}\{\cdot\}$	Distribuição uniforme
$\langle \cdot \rangle$	Operador média temporal
$\max[\cdot]$	Valor máximo assumido pelo argumento
$\min[\cdot]$	Valor mínimo assumido pelo argumento
$\arg \max_{a \in A} [\cdot]$	Elemento do conjunto A que maximiza o argumento
$\arg \min_{a \in A} [\cdot]$	Elemento do conjunto A que minimiza o argumento
$[\cdot]^{\text{MF}}$	Argumento em relação ao detector MF
$[\cdot]^{\text{DEC}}$	Argumento em relação ao detector Descorrelacionador
$[\cdot]^{\text{nco}}$	Argumento em relação aos usuários no modo não cooperativo
$[\cdot]^{\text{1H}}$	Argumento em relação aos usuários no modo cooperativo, utilizando um salto
$[\cdot]^{\text{2H}}$	Argumento em relação aos usuários no modo cooperativo, utilizando dois saltos
$[\cdot]^{\varpi}$	Argumento em relação ao índice genérico ϖ , que representa os modos nco, 1H ou 2H
$[\cdot]_k$	Argumento em relação ao k -ésimo usuário
$\overline{[\cdot]}$	Valor médio do argumento
$\mathbb{E}[\cdot]$	Operador esperança estatística
$[\cdot]^T$	Operador transposição

LISTA DE SÍMBOLOS

\mathbf{y}	Vetor de sinais recebidos
K	Conjunto de usuários ativos
p_k	Potência de transmissão do k -ésimo usuário
x_k	Símbolo modulado transmitido pelo k -ésimo usuário
\mathbf{h}_k	Ganho complexo de canal entre o k -ésimo usuário e BS
\mathbf{s}_k	Sequência de espalhamento do k -ésimo usuário
η	Vetor de ruído de fundo
c_n	n -ésimo <i>chip</i> da sequência de espalhamento
N	Ganho de processamento
γ_k	Relação sinal-interferência mais ruído (SINR) para o k -ésimo usuário
h_k^2	Ganho em amplitude de canal entre o k -ésimo usuário e a BS
σ^2	Variância do ruído de fundo
\mathcal{I}_k	Interferência de múltiplo acesso (MAI) mais ruído para o k -ésimo usuário
Γ_k	Ganho de canal normalizado pela MAI mais ruído de fundo
\mathbf{d}_k	Filtro de detecção do k -ésimo usuário
\mathbf{R}	Matriz de correlação das sequências de espalhamento
\mathbf{S}	Matriz das sequências de espalhamento dos K usuários ativos
\mathbf{A}	Matriz diagonal das amplitudes recebidas
\mathbf{D}_{MMSE}	Matriz de filtros para detector MMSE
\mathbf{D}_{DEC}	Matriz de filtros para detector Descorrelacionador
r_k	Vazão k -ésimo usuário
w	Largura de banda disponível
ι	<i>Gap</i> entre as capacidades teórica e real
ζ	Eficiência espectral
$R_{k,\min}$	Taxa mínima para o k -ésimo usuário
$\gamma_{k,\min}$	SINR mínima para manutenção de QoS
ξ	Função-utilidade para a eficiência energética
P_T	Potência total gasta pelo terminal móvel ou sistema
R_{liq}	Taxa líquida atingida
R	Taxa total atingida
M	Tamanho do pacote
L	Número de bits de informação em cada pacote
ℓ	Razão entre L e M
$f(\gamma_k)$	Função-eficiência
p_c	Potência de circuitaria

$p_{k,EE}^*$	Potência que maximiza a eficiência energética
$\gamma_{k,EE}^*$	SINR que maximiza a eficiência energética
$\gamma_{k,SE}^*$	SINR que maximiza a eficiência espectral
Λ	<i>Gap</i> entre as eficiências energética e espectral
$\zeta(\gamma)$	Eficiência espectral em função da SINR γ
\mathcal{G}	Jogo não-coalizional
\mathcal{K}	Jogadores do jogo \mathcal{G}
$\{\mathcal{A}_k\}$	Conjunto de estratégias dos jogadores
$\{u_k\}$	Conjunto da satisfação (utilidade) após aplicação das estratégias
\mathbf{p}	Vetor de potências alocadas
\mathbf{p}_{-k}	Vetor de potências alocadas com exceção do k -ésimo usuário
$\tilde{\mathcal{I}}_k$	Interferência mais ruído normalizada pelo ganho de canal para o k -ésimo usuário
α	Fator de convergência para o PCA baseado em Verhulst
N_{it}	Número de iterações máximo para PCA baseado em Verhulst
β	Fator de acoplamento de rede
d	Distância entre usuários e a BS
d_{interf}	Distância entre usuários interferentes e a BS
P_n	Potência de ruído
\mathcal{L}	Carregamento do sistema
κ	Termo referente ao expoente de perda de percurso
γ^*	SINR-alvo
\mathbf{p}^*	Vetor de potências ótimas
K_{out}	Conjunto de usuários não-ótimos após a execução do PCA
K_{rem}	Conjunto de usuários interrompidos
P_{max}	Potência de transmissão máxima para os terminais móveis
f_{ray}	Função densidade de probabilidade para distribuição Rayleigh
deg	Função degrau
r_{int}	Raio interno da célula definida na Parte I
r_{ext}	Raio externo da célula definida na Parte I
r_o	Raio da célula definida na Parte II
r_1	Raio de implantação das RSs
\mathcal{R}	Conjunto de estações retransmissoras
R_i	i -ésima estação retransmissora
N_{RS}	Número de RSs (analogamente, número de setores para banda F_2)
F_1, F_2	Bandas de operação do sistema cooperativo <i>out-of-band</i>
N_δ	Número de setores da BS
\angle_{RS}	Ângulo da antena diretiva das RSs
$K_{R,j}$	Conjunto de usuários de dois saltos cobertos pelo j -ésimo setor da BS

$K_{BS,j}$	Conjunto de usuários cobertos pelo j -ésimo setor da BS no modo cooperativo
$K_{D,j}$	Conjunto de usuários de um salto cobertos pelo j -ésimo setor da BS
$K_{R_i}^{int}$	Conjunto de usuários cobertos pela i -ésima RS, porém alocados a outra j -ésima RS
$K_{R_i}^C$	Conjunto de usuários cobertos pela i -ésima RS
K_{R_i}	Conjunto de usuários assistidos pela i -ésima RS
$h_{k,i}$	Ganho complexo de canal entre o k -ésimo usuário e a i -ésima RS
$\frac{\sqrt{P_{R_i}}}{\sqrt{P_i}}$	Fator de amplificação do protocolo AF
$h_{k,i}^2$	Ganho em amplitude de canal entre o k -ésimo usuário e a i -ésima RS
g_i	Ganho complexo de canal entre a i -ésima RS e a BS
g_i^2	Ganho em amplitude de canal entre a i -ésima RS e a BS
K_j^{nco}	Conjunto de usuários cobertos pelo j -ésimo setor da BS no modo não-cooperativo
S_c	Área da célula
w_c	Largura de banda disponível para cada canal
ζ^*	SE-alvo
$\bar{\xi}$	Eficiência energética global
P_{c,R_i}	Potência de circuitaria da i -ésima RS
$P_{R_i}^{max}$	Potência de transmissão máxima para a i -ésima RS
P_{GBR}	Potência necessária à manutenção dos requisitos de QoS
P_{rout}	Probabilidade de interrupção de serviço (<i>outage</i>)
ζ^{2H}	Penalização na função-eficiência para usuários de dois saltos
ρ	Ineficiência do amplificador de potência
f_c	Frequência central da portadora
h_{BS}	Altura da antena transmissora/receptora para estação radio-base
h_{MT}	Altura da antena transmissora/receptora para terminais móveis
h_{RS}	Altura da antena transmissora/receptora para estações retransmissoras

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
I	EFICIÊNCIA ENERGÉTICA: CARACTERIZAÇÃO, ANÁLISE DE COMPROMISSO E TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO	22
2	MODELO DE SISTEMA	23
2.1	SISTEMA CDMA	23
2.1.1	Técnicas de Detecção	24
2.2	REQUISITOS DE QoS	26
3	ALOCAÇÃO DE RECURSOS SOB A PERSPECTIVA DO COMPROMISSO EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL	28
3.1	EFICIÊNCIA ENERGÉTICA	28
3.1.1	Precificação	29
3.2	COMPROMISSO ENTRE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL	30
3.3	MODELAGEM DO PROBLEMA	32
3.3.1	Modelagem do Jogo Não-Coalizional	33
3.4	IMPACTO DA MAI NO COMPROMISSO EE-SE	36
4	ALGORITMOS PROPOSTOS E RESULTADOS NUMÉRICOS	43
4.1	ALGORITMOS PROPOSTOS	43
4.2	RESULTADOS NUMÉRICOS	46
4.2.1	Cenário 1	47
4.2.2	Cenário 2	50
4.3	CONCLUSÕES DA PARTE I	53

II REDES COOPERATIVAS PARA MAXIMIZAÇÃO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA	55
5 REDES COOPERATIVAS E MODELO DE SISTEMA	56
5.1 QUESTÕES TÉCNICAS E PADRÕES 4G	57
5.2 MODELO DE SISTEMA EM REDES COOPERATIVAS	59
5.2.1 Topologia dos Retransmissores	59
5.2.2 SINR para CDMA Cooperativo	61
6 MODELAGEM DO PROBLEMA DE OTIMIZAÇÃO	67
6.1 EFICIÊNCIA ESPECTRAL MÉDIA	69
6.2 CONSUMO DE POTÊNCIA POR ÁREA (APC)	70
6.2.1 Implantação Otimizada de Estações Retransmissoras Fixas	72
6.3 EE PARA OS MODOS COOPERATIVO E NÃO-COOPERATIVO	73
6.3.1 Modo Não-Cooperativo e Usuários de Um Salto (1H)	73
6.3.2 Usuários de Dois Saltos (2H)	73
6.3.3 Eficiência Energética Global para os Modos nco e coo	74
6.4 TEORIA DE JOGOS PARA OTIMIZAÇÃO DE EE	75
6.4.1 Solução Numérica	76
7 RESULTADOS NUMÉRICOS	80
7.1 APC E EE PARA DETECÇÃO MF	81
7.2 APC E EE PARA DETECTOR DESCORRELACIONADOR	87
7.3 CONCLUSÕES DA PARTE II	92
8 CONSIDERAÇÕES FINAIS	96
8.1 PUBLICAÇÕES	97
8.1.1 Publicações Diretamente Relacionadas ao Tema	97
8.1.2 Publicações Indiretamente Relacionadas ao Tema	97
REFERÊNCIAS	98
APÊNDICE A – PROVAS DOS TEOREMAS E LEMAS PROPOSTOS	103
A.1 PROVA DOS LEMAS 3.4 E 6.1	103

A.2 PROVA DOS TEOREMAS 4.1 E 6.2	106
A.3 PROVA DO LEMA 4.2	108
ANEXO A – ALGORITMO DE CONTROLE DE POTÊNCIA BASEADO EM VERHULST . . .	110
ANEXO B – MODELOS DE PERDA DE PERCURSO	112

1 INTRODUÇÃO

Técnicas de alocação de recursos, principalmente no que se refere à alocação de potência, se tornam cada vez mais importantes no desenvolvimento de sistemas sem fio, dado que o avanço das tecnologias de bateria não tem acompanhado a demanda de serviços e tarefas operacionalizadas pelos dispositivos móveis [1, 2]. Tais técnicas são tratadas sistematicamente em [3, Capítulos 4-6], tendo como objetivo a maximização da soma da utilidade da vazão dos *links*, visando obter melhor vazão para o sistema em geral. Neste ponto, o conceito de utilidade se refere à satisfação de determinada métrica de otimização, como por exemplo maximização de eficiência energética, minimização de consumo, manutenção de critério de atraso, etc. A abordagem mais comum constitui-se da otimização conjunta do controle de potência e reserva de *link*, sendo investigada extensivamente pela literatura e de difícil solução, mesmo de maneira centralizada. Assim, busca-se em [3, Capítulos 4-6] a identificação de funções-utilidade para as quais o problema de controle de potência possa ser convertido em problemas de otimização convexa, propriedade fundamental no desenvolvimento de algoritmos de controle de potência eficientes.

Um interessante paradigma para a alocação de recursos é a eficiência energética (EE) [4, 5, 6], a qual visa maximizar a quantidade de informação transmitida por unidade de energia (mensurada em bits por Joule), sendo de fundamental importância em técnicas de *green communications* [7]. Trabalhos recentes em alocação de recursos baseada em EE buscam a formulação do problema no contexto de redes de múltiplo acesso, por exemplo OFDMA (múltiplo acesso por divisão ortogonal de frequência) [6, 8] e CDMA (múltiplo acesso por divisão de código) [5, 9], com particular interesse em sistemas multi-portadoras, tais como MC-CDMA (CDMA multi-portadora) e MC-DS-SS (CDMA multi-portadora por sequência direta). A abordagem da eficiência energética em sistemas CDMA pode considerar a otimização conjunta de sequências de espalhamento e receptores [10], baseados em técnicas de detecção multiusuário, objetivando reduzir os efeitos da interferência de múltiplo acesso (MAI).

Entre os tópicos de interesse em *green communications* está a análise do compromisso entre a eficiência energética e outras métricas já bem estabelecidas na análise de desempenho de sistemas de comunicação, como por exemplo a eficiência espectral (SE). Em [11] busca-se balancear as duas métricas de forma a obter o melhor compromisso EE-SE. Dentro deste tópico, uma das questões mais importantes se dá pela caracterização do compromisso EE-SE em ambientes multiusuário, tais como OFDMA, CDMA, MC-CDMA e outros. O artigo [12] demonstra que o *gap* entre as eficiências energética e espectral em sistemas OFDMA é reduzido conforme aumenta o nível de interferência dos canais interferentes, assumindo algumas restrições em termos de potência e posicionamento dos terminais móveis.

No âmbito da eficiência energética, o emprego de redes cooperativas se dá pela capacidade

de prover melhor atendimento a usuários posicionados em zonas críticas da célula, como por exemplo nas bordas da área de cobertura [13]. Investigado inicialmente em [14, 15], a utilização de retransmissores (*relays*) é capaz de reduzir a perda de percurso (*path-loss*) causada pela distância entre transmissor e receptor, ou então a perda de potência causada por obstáculos no caminho direto entre estes dispositivos. Desta forma, a potência utilizada no processo de transmissão pode ser reduzida por meio de técnicas de aproveitamento de diversidade, possibilitando também o aumento de cobertura, vazão do sistema e/ou confiabilidade da informação recebida [16, 17]. Assim, reduz-se a potência gasta enquanto mantém-se a vazão do sistema, incorrendo em aumento da eficiência energética.

Este trabalho propõe procedimentos de alocação de recursos em acesso de rádio, especialmente de mecanismos de controle de potência em redes de comunicação sem fio, baseados na alocação ótima de dois recursos primordiais e escassos em dispositivos e sistemas móveis de múltiplo acesso, i. e., espectro e energia. Inicialmente, são considerados esquemas de transmissão do tipo DS-CDMA, e então a análise é expandida para sistema DS-CDMA cooperativos, por meio da inserção de estações retransmissoras (RSs) fixas. Procura-se caracterizar nesta Dissertação o compromisso EE-SE por meio de diversos cenários com variados níveis de interferência. Por meio da análise de duas métricas conflitantes – maximização da vazão (*throughput*) e minimização de potência consumida –, a função-utilidade baseada na eficiência energética é implementada de forma distribuída, junto a qual é desenvolvida uma metodologia de otimização baseada em conceitos de otimização convexa e resultados de teoria de jogos, com especial interesse em jogos não-coalizacionais.

A formulação do problema de otimização como jogo não-coalizional se deve ao fato da EE global depender do comportamento individual de cada usuário [18]. A otimização convexa é uma ferramenta extremamente utilizada em problemas de alocação de recursos, dado que diversos destes problemas recaem em problemas de otimização convexa e também a existência de métodos analíticos e algoritmos para resolução de tais problemas [19, 20]. Neste trabalho, utilizam-se conceitos de otimização convexa, como estrita quase-concavidade [21], para determinar o ponto de operação ótimo em EE. Em relação à teoria de jogos, apesar de oriunda do campo da Economia, nos últimos cinco anos os resultados de teoria de jogos têm sido amplamente utilizados em problemas de otimização associados aos sistemas de comunicação sem fio [9, 22, 23]. Nesta Dissertação de Mestrado, tais resultados são utilizados para descrever e solucionar otimamente o compromisso EE-SE.

Investiga-se também o impacto da utilização de técnicas eficientes de detecção na melhoria do compromisso EE-SE de sistemas de múltiplo acesso, como é o caso da detecção multiusuário em sistemas DS-CDMA. O uso destas técnicas é capaz de reduzir os efeitos da interferência de múltiplo-acesso (MAI), de modo que o nível de potência necessário para a manutenção dos requisitos mínimos de qualidade de serviço (QoS) pode ser reduzido substancialmente em relação aos níveis empregados em sistemas com técnicas mais básicas, i.e., detecção uniusuário convencional (MF), resultando em sistemas com maior eficiência energética.

Uma vez que a MAI é a principal responsável pela perda de desempenho em termos de EE, procura-se neste trabalho mecanismos de redução do nível de interferência, principalmente a enfrentada pelos usuários de borda, para os quais este efeito é mais crítico. Dentre as possíveis técnicas que podem ser utilizadas neste sentido, emprega-se neste trabalho o paradigma de redes cooperativas, incluído nos principais padrões para redes 4G como uma das principais técnicas para aumento de cobertura, vazão e/ou redução

de potência consumida [24, 25]. Através da implantação de estações retransmissoras (RSs) estrategicamente posicionadas no interior da área de cobertura da célula, é possível obter redução no consumo de potência dos terminais móveis (MTs) ao atenuar o impacto de termos como a perda de percurso. Deste modo, investiga-se neste trabalho o problema de implantação de RSs (em termos de posição geográfica e quantidade) e posterior maximização da EE, de modo a demonstrar as potencialidades desta técnica, principalmente em aplicações cujas áreas de cobertura apresentam-se densamente construídas e com elevada quantidade de usuários móveis.

Este trabalho está organizado no seguinte formato: Na Parte I, o modelo de sistema baseado em DS-CDMA é apresentado no Capítulo 2. O Capítulo 3 trata da descrição do problema de eficiência energética e compromisso EE-SE, apresentando a modelagem do problema e a análise do compromisso EE-SE em termos da MAI. Já no Capítulo 4 são descritos os algoritmos propostos e os resultados numéricos obtidos com o emprego de simulações computacionais, além das conclusões obtidas na primeira parte deste trabalho. A partir dos resultados e conclusões obtidos na primeira parte, a Parte II discute a utilização de redes cooperativas com o objetivo de alcançar substancial melhoria na EE com manutenção na vazão do sistema. Neste sentido, o Capítulo 5 traz uma revisão acerca de redes cooperativas e 4G, além do modelo de sistema DS-CDMA cooperativo. A seguir, o Capítulo 6 trata dos problemas de otimização a serem analisados, além de modelar a solução do problema de maximização da EE utilizando teoria de jogos, enquanto no Capítulo 7 são analisados os resultados numéricos de simulação, bem como apresentadas as conclusões acerca dos problemas de otimização propostos. O Capítulo 8 traz as considerações finais acerca deste trabalho.

Parte I

EFICIÊNCIA ENERGÉTICA: CARACTERIZAÇÃO, ANÁLISE DE COMPROMISSO E TÉCNICAS DE OTIMIZAÇÃO

2 MODELO DE SISTEMA

2.1 SISTEMA CDMA

O sistema CDMA tem como característica principal a utilização da técnica de espalhamento espectral (SS). Este método consiste no espalhamento do sinal transmitido por uma banda muito mais larga do que a mínima banda necessária para a transmissão, realizada por meio de códigos conhecidos como sequências de espalhamento, e o compartilhamento da banda total por todos os usuários. Cada usuário possui uma sequência de espalhamento única, e a capacidade do sistema em detectar a informação de cada usuário depende das características das sequências de espalhamento em relação à correlação entre os códigos.

Quando considerados sistemas de portadora única, existem duas técnicas principais para realizar o espalhamento espectral tendo em vista o múltiplo acesso: DS-CDMA (CDMA por sequência direta) e FH-CDMA (CDMA por salto em frequência). A primeira delas espalha o símbolo modulado x_k por meio de uma sequência de espalhamento \mathbf{s}_k e transmite este símbolo espalhado utilizando toda a banda disponível, enquanto a segunda técnica mantém a largura de banda do sinal original, dividindo a banda total em sub-canais e utilizando a sequência de espalhamento para definir em qual sub-canal a informação dos usuários será transmitida. O interesse deste trabalho se dá pela primeira técnica, tendo em vista que esta tem sido predominante nos atuais padrões comerciais em vigor de sistemas CDMA, especialmente o esquema multi-portadora MC-CDMA.

Para simplificar a análise, será considerado um sistema de taxa única, unicelular, síncrono e uni-portadora. Apesar das simplificações, a extensão para sistemas multitaxa, multicelular e de multi-portadora é direta e imediata. O sinal recebido pela estação rádio base (BS), considerando K usuários ativos, pode ser expresso na forma matricial por:

$$\mathbf{y} = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_k \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\eta}, \quad (2.1)$$

sendo p_k e \mathbf{h}_k a potência de transmissão e o ganho complexo de canal entre o k -ésimo usuário e a BS, respectivamente, assumidos constantes durante o intervalo $N \cdot T_c$, sendo T_c o período de chip do sistema DS-CDMA; $\mathbf{s}_k = \frac{1}{\sqrt{N}} [c_1, c_2, \dots, c_N]^T$, $c_i = \mathcal{U}\{-1, 1\}$ é a sequência de espalhamento do k -ésimo usuário, com $(\mathbf{s}_k^T \mathbf{s}_k) = 1$ e N é o ganho de processamento; $(\cdot)^T$ denota o operador transposição; x_k é o símbolo modulado; e $\boldsymbol{\eta}$ representa o ruído térmico, descrito como ruído AWGN, de média zero e matriz de covariância dada por $\sigma^2 \mathbf{I}_N$. Assume-se também que o desvanecimento é lento e não-seletivo em frequência, simplificando a notação e a análise. No entanto, o modelo de sistema pode ser facilmente modificado tendo em vista a inclusão dos efeitos do desvanecimento multipercurso.

A relação sinal-interferência mais ruído (SINR) é definida pela potência do sinal do usuário

de interesse (k -ésimo usuário) em relação à potência dos usuários interferentes (j -ésimo usuário, $j \neq k$) mais o ruído de fundo, mensurada após a demodulação. Em sistemas DS-CDMA, esta relação depende da técnica de detecção empregada (Subsecção 2.1.1), podendo ser descrita genericamente, considerando utilização de técnicas lineares, como:

$$\gamma_k = p_k \Gamma_k, \quad \text{sendo} \quad \Gamma_k = \frac{h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K p_j h_j^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_j|^2 + \sigma_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{d}_k|} = \frac{h_k^2}{\mathcal{I}_k}, \quad (2.2)$$

onde $h_k^2 = |\mathbf{h}_k|^2$ é o ganho de potência do canal; \mathcal{I}_k representa a potência da MAI mais o ruído de fundo; Γ_k é o ganho de canal normalizado pela MAI mais ruído de fundo; e \mathbf{d}_k representa o filtro N -dimensional do k -ésimo usuário. Utiliza-se neste trabalho sequências pseudo-aleatórias (PN); apesar de suas propriedades de correlação não serem ótimas em relação a outras classes de sequências (como Gold e Walsh-Hadamard), sua utilização simula condições mais severas de interferência.

2.1.1 Técnicas de Detecção

Genericamente, existem dois métodos para a detecção em sistemas DS-CDMA: o primeiro deles é a técnica baseada em filtros casados (MF), conhecida como detecção uniusuário (SuD), e o segundo baseia-se na utilização dos sinais dos interferentes no processo de detecção, sendo conhecido como detecção multiusuário (MuD).

A abordagem baseada em MF é uma das técnicas mais simples de detecção existentes. A detecção do sinal recebido y ocorre sem o compartilhamento de informação entre os ramos que detectam o sinal de cada usuário, de forma que a MAI é tratada simplesmente como ruído de fundo. Isto resulta em deterioração do sinal recebido, principalmente quando o carregamento do sistema cresce. O detector MF na BS é constituído de um banco de filtros casados (MFB), de forma que o filtro associado ao k -ésimo ramo do banco é simplesmente composto pela sequência de espalhamento¹ do k -ésimo usuário ($\mathbf{d}_k = \mathbf{s}_k$), a qual é multiplicada pelo sinal recebido e sincronizada ao sinal do k -ésimo usuário. Em seguida o sinal resultante é integrado, amostrado e passa por um decisor abrupto. Deste modo, tomando como base a Equação (2.2), a SINR resultante da detecção utilizando MF para o k -ésimo usuário (γ_k^{MF}) é dada por

$$\gamma_k^{\text{MF}} = \frac{p_k h_k^2 |\mathbf{s}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K p_j h_j^2 |\mathbf{s}_k^T \mathbf{s}_j|^2 + \sigma_k^2} = \frac{p_k h_k^2}{\mathcal{I}_k^{\text{MF}}} = p_k \Gamma_k^{\text{MF}}. \quad (2.3)$$

Como $\mathbf{s}_k^T \mathbf{s}_j$ representa a correlação entre as sequências dos usuários de interesse k e interferentes j , percebe-se que quanto maior for a correlação entre as sequências de espalhamento, maior será o efeito danoso da MAI para o MF.

Este resultado demonstra que apesar de simplificar o processo de detecção, considerar a MAI como ruído de fundo implica que conforme o carregamento do sistema cresce, a potência necessária à manutenção de γ aumenta. Além de impactar na eficiência energética do próprio usuário, esta ação aumenta ainda mais a interferência e limita o desempenho de todo o sistema. Buscando evitar este cenário, reduzindo

¹Considerando a formatação de pulso genérica aplicada a cada *chip* do código de espalhamento.

os efeitos da MAI no sistema (e por consequência aumentando o desempenho), Verdú desenvolveu o conceito de detecção multiusuário (MuD) ótimo [26]. No processo de detecção do k -ésimo usuário, o receptor MuD utiliza as informações dos usuários interferentes para mitigar ou mesmo eliminar a MAI, reduzindo assim a potência necessária para a manutenção dos requisitos de qualidade de serviço (QoS) estabelecidos.

A estratégia de detecção multiusuário ótima (OMuD), também conhecido como detector de máxima verossimilhança (ML) é impraticável em sistemas reais, pois sua operação se baseia na avaliação de todas as combinações possíveis da informação transmitida, de forma que sua complexidade computacional é exponencial em relação ao número de usuários, i.e., $\mathcal{O}(2^K)$. Assim, buscam-se maneiras de obter detectores MuD sub-ótimos, cuja complexidade seja polinomial com o número de usuários ativos, porém com uma degradação de desempenho apenas marginal em relação ao OMuD. Entre os MuD sub-ótimos, destacam-se os detectores MuD lineares (LMuD).

Esta classe de detectores MuD baseia-se na aplicação de filtros multiusuários lineares [27], como por exemplo descorrelacionador (DEC), zero-forcing (ZF) e mínimo erro quadrático médio (MMSE). Estes filtros são transformações lineares na estimação *soft* (ou seja, antes da aplicação dos limiares de decisão) do MF, desacoplando parcial ou totalmente a MAI. Existem outras classes de detectores MuD sub-ótimos, como por exemplo detectores baseados em heurísticas, porém a utilização do LMuD em problemas de alocação de potência é encorajada dado que existe uma expressão fechada para a SINR, tornando a formulação e determinação da solução para o problema de alocação um processo analítico exato.

Dentre os filtros LMuD, o mais eficiente é o MMSE, o qual considera não só a sequência de espalhamento dos usuários interferentes, mas também a amplitude e ruído de fundo dos sinais recebidos. Deste modo, a MAI é drasticamente reduzida sem que isto incorra em grande incremento no ruído de fundo, como ocorre com os filtros ZF e DEC [28]. O vetor-filtro de desacoplamento do MMSE é dado por

$$\mathbf{D}_{\text{MMSE}} = [\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1}, \quad (2.4)$$

onde $\mathbf{R} \in \mathbb{R}^{K \times K}$ é a matriz de correlação das sequências de espalhamento, dada por $\mathbf{R} = \mathbf{S}^T \mathbf{S}$; $\mathbf{S} = [\mathbf{s}_1^T \mathbf{s}_2^T \cdots \mathbf{s}_K^T]$ é a matriz de sequências de espalhamento, de ordem $N \times K$; $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{K \times K}$ é a matriz diagonal da amplitude dos sinais recebidos.

Apesar destas vantagens, o filtro MMSE possui algumas características que dificultam sua adoção nos problemas de otimização formulados neste trabalho. Como descrito na Subseção 3.3.1 e na Seção 6.4, a abordagem de resolução é distribuída, o que faz com que seja necessário comunicar os parâmetros de correlação, ruído de fundo e amplitude a todos os usuários. Além deste empecilho, o algoritmo utilizado para controle de potência é iterativo (Anexo A), o que implica em transmissão da diagonal principal da matriz \mathbf{A} e atualização de \mathbf{D}_{MMSE} a cada iteração, aumentando consideravelmente o *overhead* entre a BS e os terminais móveis.

Visando diminuir a quantidade de comunicação no canal de controle entre BS e terminais móveis, opta-se pelo Descorrelacionador como o filtro linear a ser utilizado. Apesar de apresentar desempenho levemente inferior ao detector MMSE apenas na região de elevada SINR, como vantagem o filtro Descorrelacionador (\mathbf{D}_{DEC}) depende tão somente da matriz de correlação (\mathbf{R}) [9] para desacoplar a MAI do k -ésimo

usuário de interesse, parâmetro invariante durante a execução do algoritmo de controle de potência. Deste modo, apenas uma transmissão entre BS e terminais móveis é feita para comunicação dos parâmetros, gerando menos *overhead*. A estrutura matricial do filtro DEC-MuD para todos os K usuários é dado por

$$\mathbf{D}_{\text{DEC}} = [\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_k, \dots, \mathbf{d}_K] = \mathbf{S}(\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} = \mathbf{S} \mathbf{R}^{-1}, \quad (2.5)$$

com a SINR alcançada (γ_k^{DEC}) equivalente a

$$\gamma_k^{\text{DEC}} = \frac{p_k h_k^2}{\sigma^2 \mathbf{d}_k^T \mathbf{d}_k} = \frac{p_k h_k^2}{\mathcal{I}_k^{\text{DEC}}} = p_k \Gamma_k^{\text{DEC}}. \quad (2.6)$$

2.2 REQUISITOS DE QoS

Considerando sistemas de comunicação sem fio, existem diversas métricas de qualidade de serviço (QoS) a serem consideradas, tais como taxa de erro de bit (BER), símbolo (SER) ou pacote (PER), atraso, probabilidade de interrupção de serviço e também manutenção de uma taxa mínima $R_{k,\min}$, dependendo do tipo de serviço requisitado pelos usuários móveis. Dado que o objetivo principal deste trabalho não inclui a avaliação dos diferentes requisitos de QoS no problema de maximização de eficiência energética, adota-se como critério de QoS a manutenção de taxa $R_{k,\min}$ para cada usuário. Em geral, assume-se que a vazão do k -ésimo usuário é uma função da SINR alcançada (γ_k), descrita como

$$r_k = g(\gamma_k), \quad [\text{bits/s}], \quad (2.7)$$

que sob a perspectiva de capacidade pode ser associada diretamente com a eficiência espectral (SE) utilizando a equação de capacidade de Shannon [29, 30, 31]

$$r_k = w \log_2(1 + \gamma_k), \quad [\text{bits/s}], \quad (2.8)$$

sendo w a largura de banda do sistema.

Uma vez que a capacidade definida na Equação (2.8) é apenas um limite teórico (máxima taxa alcançável considerando apenas ruído AWGN), faz-se necessário a inserção de um fator que possa simular as limitações e imperfeições presentes em sistemas reais de comunicação, como por exemplo efeitos de modulação. Assim, a equação de capacidade de Shannon pode ser reescrita como uma aproximação da taxa alcançável dado um fator de *gap* entre a capacidade teórica e a capacidade alcançável na prática [31]. Uma maneira de expressar este *gap* consiste em agregar um fator ι no termo de SINR, resultando em:

$$r_k = w \log_2(1 + \iota_k \cdot \gamma_k), \quad \forall k \quad [\text{bits/s}], \quad (2.9)$$

sendo

$$\iota_k = -\frac{1,5}{\ln(5 \text{BER}_k)}, \quad \text{com } \iota_k \in]0; 1[,$$

e BER_k a máxima BER tolerável para o k -ésimo usuário [32]. Objetivando simplificar a análise, em alguns cenários pode-se admitir hipoteticamente que $\iota_k = 1$ sem grandes prejuízos na validade dos resultados e conclusões.

Normalizando a Equação (2.9) pela largura de banda w , obtém-se a eficiência espectral, dada por

$$\zeta_k = \log_2(1 + \iota_k \cdot \gamma_k), \quad \forall k \quad \left[\frac{\text{bits}}{\text{s} \cdot \text{Hz}} \right]. \quad (2.10)$$

A taxa efetivamente alcançada, r_k , para os filtros definidos na Subseção 2.1.1 pode então ser definida empregando a Equação (2.9):

$$r_k = w \log_2 \left(1 + \iota_k \cdot \gamma_k^{\text{filter}} \right), \quad (2.11)$$

onde γ_k^{filter} é definida pelas Equações (2.3) ou (2.6).

A partir da Equação (2.11), a taxa mínima para o k -ésimo *link*, $R_{k,\min}$, suficiente para garantir os requisitos mínimos de QoS, tendo em vista os requisitos máximos toleráveis de BER, pode ser mapeada em um critério de SINR mínima ($\gamma_{k,\min}$), descrito como

$$\gamma_{k,\min} = \frac{2^{\frac{R_{k,\min}}{w}} - 1}{\iota_k}, \quad \forall k = 1, \dots, K. \quad (2.12)$$

No próximo capítulo, discutem-se questões relativas à metodologia de alocação de recursos utilizada, de tal sorte que as definições deste capítulo, bem como a análise desenvolvida no próximo capítulo, descrevam completamente o problema de alocação de recursos a ser abordado formalmente na Seção 3.3.

3 ALOCAÇÃO DE RECURSOS SOB A PERSPECTIVA DO COMPROMISSO EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL

3.1 EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

Em geral, os problemas mais comuns em relação à alocação de recursos se resumem à maximizar a vazão do sistema ou então minimizar o uso dos escassos recursos de energia e espectro disponíveis, principalmente, enquanto provê garantias para o atendimento dos requisitos mínimos de QoS. Um exemplo da necessidade de maximização de vazão pode ser visto considerando a evolução dos padrões estabelecidos pelo *3rd Generation Partnership Project* (3GPP), nos quais a eficiência espectral (SE) foi aumentada de 0,05 bps/Hz (GSM) para 5 bps/Hz (LTE) [11], tendo como alvo SE de pico de 30 bps/Hz no *downlink* para LTE-Advanced (LTE-A) [33]. O problema com esta abordagem em dispositivos móveis ocorre pelo fato de que a capacidade energética não acompanha o crescimento das necessidades de QoS, além de questões ambientais exigirem o uso racional do recurso energético¹. Desta forma, busca-se balancear a vazão do sistema, e outros requisitos de QoS, e a potência consumida para atendê-los. Esta medida, conhecida como eficiência energética (EE), pode ser obtida com a razão entre a vazão líquida do sistema R_{liq} (em bits/segundo) pela potência total consumida P_T (em Watts), dada por [34]

$$\xi = \frac{R_{\text{liq}}}{P_T}, \quad \left[\frac{\text{bits}}{\text{s} \cdot \text{W}} \right] = \left[\frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right]. \quad (3.1)$$

Como pode ser visto por meio da unidade de medida, o objetivo da alocação de recursos baseada em eficiência energética é maximizar o número de bits transmitidos por unidade de energia, de forma que os dispositivos transmitam o máximo de informação possível durante o tempo de vida da bateria, por exemplo.

A vazão no numerador da Equação (3.1) é referente apenas à vazão líquida do sistema, descartando bits redundantes (como os adicionados por um código corretor de erros, por exemplo), bem como bits incorretos, que podem implicar na retransmissão completa do pacote dependendo dos protocolos utilizados. Para tanto, reescreve-se a Equação (3.1) obtendo-se [34]

$$\xi = R \frac{L}{M} \frac{f(\gamma)}{P_T} = R \ell \frac{f(\gamma)}{P_T}, \quad \left[\frac{\text{bits}}{\text{Joule}} \right], \quad (3.2)$$

onde R é a taxa bruta (total) do sistema; L é a quantidade de bits de informação por pacote²; M é o tamanho total do pacote; e $f(\gamma_k)$ é conhecida como função-eficiência, que modela a taxa de sucesso de pacote (PSR).

¹Dado que a produção de energia possui impacto não só na produção de resíduos, mas também pode alterar drasticamente o ambiente dependendo do tipo de fonte geradora.

²O conceito de pacote descrito neste trabalho se dá por um conjunto de bits de tamanho fixo M .

A PSR é referente à probabilidade de recepção correta de todo o pacote, e é basicamente o complemento da taxa de erro de bit (BER) elevado ao tamanho do pacote. A escolha de $f(\gamma)$ deve ser relacionada às características do sistema, como por exemplo utilização de múltiplas antenas e presença de códigos corretores de erro; caso $f(\gamma)$ não reflita estas características, a PSR não será equivalente à realidade do sistema e o ponto de maximização tende a não ser ótimo.

Apesar de a PSR ser descrita como $(1 - \text{BER})^M$, tomar $f(\gamma) = (1 - \text{BER})^M$ pode resultar em problemas durante o processo de alocação [9]. Quando $P \rightarrow 0$, a BER para modulação BPSK tende a 0,5, resultando em $f(\gamma) = (0,5)^M$. Aplicando este valor diretamente na Equação (3.2), obtém-se uma eficiência energética $\xi \rightarrow \infty$. Portanto, a solução trivial $P = 0$ como ponto de operação ótima do sistema sob quaisquer condições deve ser evitada. Assim, uma das características fundamentais na escolha da função-eficiência é que $f(0) = 0$.

Adicionalmente, dado que a função-eficiência se refere à probabilidade de sucesso na recepção do pacote, outra característica desejável é que $f(\infty) = 1$ (probabilidade total de acerto). Considerando um sistema sem codificação e com modulação de baixa ordem (BPSK ou QPSK), $f(\gamma)$ pode ser aproximado por [9]:

$$f(\gamma) = (1 - e^{-\gamma})^M. \quad (3.3)$$

A modelagem de R pode ser feita de duas maneiras distintas: adotando-se um valor fixo ou então tomando R como a capacidade de Shannon, Equação (2.8). A adoção de R como função de γ reflete melhor as características do sistema, pois dependendo da potência alocada, a manutenção da taxa definida pode se tornar imprecisa. Assim, para obter uma estimativa mais precisa, opta-se neste trabalho pela adoção da Equação (2.9), a qual introduz o fator ι para descrever as imperfeições do sistema e melhor descrever a taxa efetivamente alcançável. Com estas considerações, reescreve-se a Equação (3.2), resultando em

$$\xi = \ell \frac{\mathbb{w} \log_2(1 + \iota \gamma)(1 - e^{-\gamma})^M}{P_T}. \quad (3.4)$$

Importante lembrar que além da potência consumida no processo de transmissão, outro importante fator na otimização dos recursos é a potência de circuitaria p_c , que representa o gasto de energia devido a componentes eletrônicos e circuitaria [6]. Com este fator, a Equação (3.4) é redefinida como

$$\xi = \ell \frac{\mathbb{w} \log_2(1 + \iota \gamma)(1 - e^{-\gamma})^M}{P + p_c}, \quad (3.5)$$

onde P é a potência gasta exclusivamente no processo de transmissão. Caso o processo de alocação seja realizado de maneira distribuída, a função-utilidade pode ser descrita para cada um dos (e todos) usuários ativos, como

$$\xi_k = \ell_k \frac{\mathbb{w} \log_2(1 + \iota_k \gamma_k)(1 - e^{-\gamma_k})^M}{p_k + p_c} = \ell_k r_k \frac{(1 - e^{-\gamma_k})^M}{p_k + p_c}, \quad \forall k = 1 \dots K. \quad (3.6)$$

3.1.1 Precificação

A implementação da solução para o problema de alocação de recursos de maneira distribuída pode gerar alocação de potência superior à que seria alocada no caso de uma abordagem centralizada, dado

que o comportamento dos usuários tende ao egoísmo³ [34]. Para evitar este comportamento, uma possível estratégia é a utilização de mecanismos de precificação (*pricing mechanisms*), de modo que o egoísmo dos usuários seja limitado pelo custo da alocação de mais potência, resultando em menos interferência. Um exemplo desta abordagem é a utilização de um fator linear de precificação c_k [35], de forma que a função-utilidade é definida como

$$\tilde{\xi}_k = r_k \ell_k \frac{f(\gamma_k)}{p_c + p_k} - c_k p_k, \quad \forall k = 1, \dots, K. \quad (3.7)$$

Ainda de acordo com [35], a utilização de precificação em problemas de alocação de recursos baseados em jogos não-coalicionais (como é o caso deste trabalho, conforme descrito nas Seções 3.3 e 6.4) resulta em solução Pareto-dominante em relação à obtida pelo problema de otimização construído a partir da Equação (3.6). O conceito de Pareto-dominância e Pareto-otimalidade é dado pela seguinte definição [20]:

Definição 3.1 (Pareto-dominante e Pareto-ótimo). *Um vetor-solução $\hat{\mathbf{x}}$ é Pareto-dominante em relação a outro vetor-solução \mathbf{x} se $\forall j \in \mathcal{N}, u_j(\hat{\mathbf{x}}) \geq u_j(\mathbf{x})$ e para algum $j \in \mathcal{N}, u_j(\hat{\mathbf{x}}) > u_j(\mathbf{x})$, com $u_j(\cdot)$ sendo a função-utilidade para o j -ésimo usuário. Já um vetor \mathbf{x}^* é Pareto-ótimo (ou Pareto-eficiente) se não existe nenhum outro vetor $\hat{\mathbf{x}}$ que satisfaça $u_j(\hat{\mathbf{x}}) \geq u_j(\mathbf{x}^*), \forall j \in \mathcal{N}$ e $u_j(\hat{\mathbf{x}}) > u_j(\mathbf{x}^*)$ para algum $j \in \mathcal{N}$.*

Outros esquemas de precificação consideram também o nível de interferência gerado em redes cognitivas [36, 37], de forma que os coeficientes de precificação são modelados utilizando a interferência máxima sobre o usuário primário, ou seja, proprietário dos recursos espectrais, e também a interferência dos demais dispositivos (usuários secundários) interferentes sobre o k -ésimo dispositivo de interesse. Dado que o sistema CDMA é limitado em interferência, tais técnicas são interessantes para limitar a MAI e, possivelmente, elevar a eficiência energética. Neste trabalho, porém, técnicas de precificação não são consideradas.

3.2 COMPROMISSO ENTRE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E ESPECTRAL

Como visto na seção anterior, com a adoção da alocação de recursos baseada na eficiência energética é possível determinar o nível de potência $p_{k,EE}^*$ com o qual se transmite mais informação por unidade de energia. Porém, este processo não leva em consideração o critério de taxa mínima estabelecido pela Equação (2.12). Dado que este critério é de fundamental importância na manutenção dos requisitos de QoS, é necessário avaliar o compromisso entre as eficiências energética (EE) e espectral (SE), de maneira que o sistema possa equilibrar estas duas importantes métricas.

Conforme descrito em [11], o compromisso entre as eficiências energética e espectral é um dos compromissos fundamentais em *Green Communications*, juntamente com os compromissos entre eficiência energética e eficiência de implantação (em termos de custo de equipamentos e operação), consumo de potência e consumo de espectro e, por último, consumo de potência e performance em termos de atraso, sendo que os termos de consumo de potência e eficiência energética podem ser mapeados em termos de emissão de poluentes, como gás CO₂ [7].

A partir da Equação (2.10) percebe-se que a máxima SE ocorre quando $p_k \rightarrow \infty$, enquanto

³Em outras palavras, cada usuário quer garantir seu ótimo ponto de operação sem a preocupação com o impacto causado aos demais devido à interferência gerada e às condições instantâneas de canal.

que a análise da Equação (3.6) sugere que quando $p_k \rightarrow \infty$ a EE tende a zero. Este comportamento assintótico conflitante para EE e SE sugere a existência de um *gap* entre a SINR que otimiza a eficiência espectral ($\gamma_{k,SE}^*$) e a SINR que maximiza a eficiência energética ($\gamma_{k,EE}^*$), equivalente a afirmar que existe um intervalo (*gap*) entre a máxima eficiência espectral ($\zeta_k(\gamma_{k,SE}^*)$) e a eficiência espectral no ponto de máxima eficiência energética ($\zeta_k(\gamma_{k,EE}^*)$). Definindo Λ como a diferença entre estas duas SEs⁴, obtém-se

$$\Lambda_k = \zeta_k(\gamma_{k,SE}^*) - \zeta_k(\gamma_{k,EE}^*) \quad [\text{bits/s} \cdot \text{Hz}]. \quad (3.8)$$

Caso Λ não seja nulo (ou não tenha tendência a ser nulo), faz-se necessário investigar qual ponto $\zeta_k^* \in [\zeta_k(\gamma_{k,EE}^*), \zeta_k(\gamma_{k,SE}^*)]$, apresenta o melhor compromisso EE-SE, de acordo com o peso de cada métrica no sistema. A investigação deste compromisso é dado como um importante ponto ainda não resolvido na área de *Green Communications* [11], principalmente em cenários multi-célula e multiusuário, este último sendo caso de interesse nesta Dissertação. A Figura 3.1 ilustra o *gap* Λ para um instante específico da célula, com $M = 80$, $L = 50$, $p_c = 7\text{mW}$, $\tilde{I}_k = 10^{-5}$ e $\nu_k = 0,651$. Percebe-se claramente a existência de um *gap* entre a máxima eficiência espectral e a SE que maximiza a eficiência energética, de modo que este necessita ser quantificado e analisado.

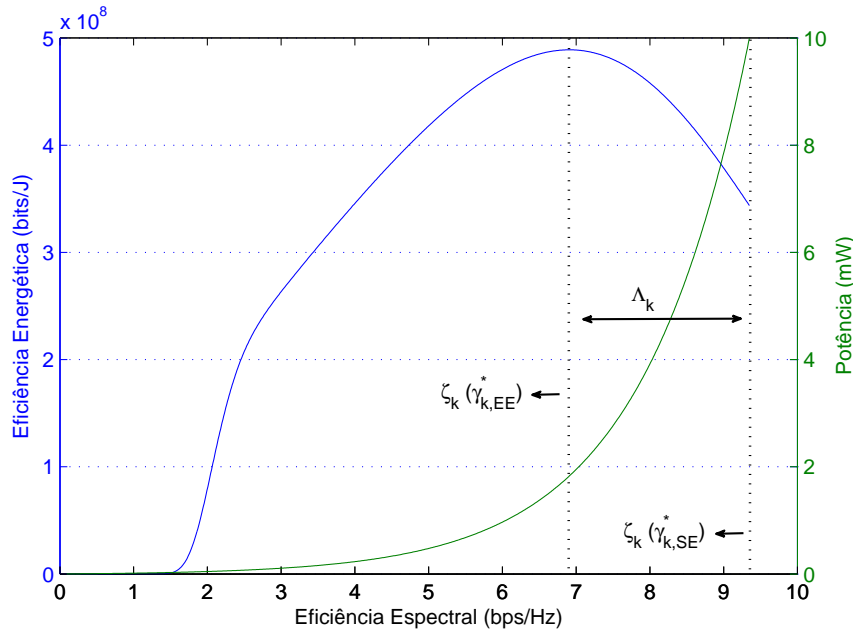


Figura 3.1 – Gap de SE Λ entre as eficiências energética e espectral. $M = 80$, $L = 50$, $p_c = 7\text{mW}$, $\tilde{I}_k = 10^{-5}$ e $\nu_k = 0,651$.

Deste modo, o sistema considerado neste trabalho impõe algumas questões acerca de Λ , as quais serão respondidas, parcial ou completamente, nas seções subsequentes:

1. É amplamente conhecido que a MAI resulta em diminuição da eficiência espectral [38], reduzindo a máxima SINR atingível ($\gamma_{k,max}$), mas o comportamento da MAI no ponto de máxima eficiência energética não é tão claro, não sendo possível afirmar, a partir da Equação (3.6), se $\gamma_{k,EE}^*$ cresce ou decresce de acordo com o aumento da MAI. Um indício pode ser obtido considerando o descrito em [12]: analisando um sistema baseado em OFDMA, os autores concluem que conforme a interferência entre os *links*

⁴Tal diferença também pode ser mapeada em duas distintas SINR, $\gamma_{k,SE}^*$ e $\gamma_{k,EE}^*$.

aumenta, a redução de $\zeta_k(\gamma_{k,SE}^*)$ ocorre muito mais rapidamente que para $\zeta_k(\gamma_{k,EE}^*)$, fazendo com que Λ se torne cada vez menor;

2. Se realmente a MAI apresentar impacto em Λ , este será resultante somente do aumento do carregamento do sistema ou também do posicionamento dos usuários interferentes na célula, ou ainda dependerá de outro fator de configuração e/ou operação da rede?
3. Caso a MAI seja determinante no comportamento de Λ e na máxima EE atingida, qual o impacto do uso de técnicas mais eficientes no processo de mitigação da MAI, como por exemplo detecção MuD, tanto em relação a $\zeta_k(\gamma_{k,EE}^*)$ como também no comportamento global da EE obtida para diferentes regiões de SINR?;
4. Pode-se ainda conjecturar se a MAI resultante do carregamento do sistema e do posicionamento dos interferentes afetará da mesma maneira os diferentes tipos de filtros ou de detectores considerados, i.e., detecção convencional ou multiusuário, particularmente MF \times DEC.

3.3 MODELAGEM DO PROBLEMA

Nesta seção, o problema do compromisso EE-SE é modelado a partir dos recentes resultados de teoria de jogos. A alocação ótima de potência e taxa em um sistema de múltiplo acesso DS-CDMA é descrito aqui como um jogo não-coalizional⁵ tendo como métrica o compromisso EE-SE. Empregando-se resultados de simulação computacional, discute-se também o efeito da MAI sobre o compromisso EE-SE, avaliando-se tanto o efeito do aumento do número de usuários interferentes, quanto do incremento da densidade de usuários interferentes sobre o gap de SE Λ_k , Equação (3.8).

A escolha de teoria de jogos para a resolução do problema de alocação de recursos se deve basicamente à competição inerente ao sistema de múltiplo acesso por divisão de código, onde cada usuário individual deliberadamente incrementa ou decrementa sua potência de transmissão, tendo em vista atender suas necessidades de QoS face à interferência gerada pelos demais usuários. A partir desta visão, pode-se considerar que a disputa entre os usuários é o jogo em si; o objetivo deste jogo é o atendimento dos requisitos desejados (maximizar a eficiência energética), e os meios utilizados para atingir o objetivo, a definição do nível de potência de transmissão. Considerando ainda a motivação de soluções distribuídas, a teoria de jogos é um mecanismo eficaz quando existe competição sem colaboração⁶ entre as entidades. Como cada usuário busca maximizar única e exclusivamente sua utilidade, atitudes egoístas (traduzidas neste ponto como alocação unilateral de potência) são dominantes [39]. Neste mesmo trabalho, aplicam-se jogos não-coalizacionais ao problema de alocação de potência em CDMA, demonstrando a eficácia desta ferramenta em alocação de recursos neste sistema. Uma definição mais formal para jogos não-coalizacionais é discutida na próxima subseção.

⁵Mais conhecido pelo termo 'jogo não-cooperativo', porém para evitar confusão com redes cooperativas, tópico de interesse da Parte II deste trabalho, serão chamados desta maneira no decorrer da Dissertação.

⁶Individualismo e egoísmo caracterizam jogos não-coalizacionais.

3.3.1 Modelagem do Jogo Não-Coalizional

Apesar de o conceito de teoria de jogos ter suas raízes na área econômica, sua aplicação em problemas de alocação de recursos têm sido de grande interesse e utilidade, dada a natureza competitiva existente entre os usuários no processo de obtenção dos recursos disponíveis nas redes de múltiplo acesso, cooperativas e em ambiente de rádios cognitivos. De maneira genérica, um jogo \mathcal{G} pode ser definido pela seguinte equação [18]:

$$\mathcal{G} = [\mathcal{K}, \{\mathcal{A}_k\}, \{u_k\}], \quad (3.9)$$

onde \mathcal{K} representa o conjunto de jogadores; $\{\mathcal{A}_k\}$ representa o conjunto de estratégias que podem ser adotadas pelo k -ésimo usuário; e $\{u_k\}$ representa o conjunto de respostas (satisfação) obtidas com a aplicação do conjunto de estratégias em uma função-utilidade.

O jogo \mathcal{G} pode ser de dois tipos distintos: coalizional ou não-coalizional. No primeiro caso, os usuários podem partilhar as estratégias que serão escolhidas, podendo então combiná-las antes da decisão. Já no caso não-coalizional, cada usuário escolhe sua estratégia a partir do conjunto $\{\mathcal{A}_k\}$ previamente disponível, porém sem ter conhecimento da estratégia dos demais, visando apenas a realização de seu objetivo. Em problemas com diversos jogadores, a abordagem coalizional tende a ser centralizada, devido à necessidade de troca de um grande número de informações para se decidir a melhor estratégia a ser seguida.

Considerando que a execução do jogo \mathcal{G} resulta no conjunto de estratégias adotadas $\mathbf{a}^* = [a_1^*, a_2^*, \dots, a_K^*]$, faz-se necessário avaliar se este conjunto representa um Equilíbrio de Nash. As condições para que \mathbf{a}^* seja um equilíbrio de Nash são resumidas pela seguinte definição [18]:

Definição 3.2 (Equilíbrio de Nash). *Um equilíbrio \mathbf{a}^* equivale a um Equilíbrio de Nash se e somente se nenhum usuário for capaz de obter unilateralmente uma melhor resposta (mensurada a partir da função-utilidade) escolhendo qualquer outra estratégia que não a_k^* , conforme a seguinte relação:*

$$u_k(a_k^*, \mathbf{a}_{-k}^*) \geq u_k(a_k, \mathbf{a}_{-k}^*), \quad \forall k, \quad (3.10)$$

sendo \mathbf{a}_{-k}^* o conjunto de estratégias escolhidas excluída a estratégia adotada pelo k -ésimo usuário.

Considerando o interesse pela abordagem a mais distribuída possível para o problema de alocação, além de que a alocação baseada em eficiência energética depende do comportamento de todos os usuários, opta-se pelo modelo de jogos não-coalizacionais [18]. Deste modo, o jogo \mathcal{G} pode ser modelado como na Equação (3.9), com os elementos definidos como:

\mathcal{K} : Conjunto de usuários ativos;

$\{\mathcal{A}_k\}$: Conjunto de potências alocáveis pelo k -ésimo usuário, $p_k \in [0, P_{\max}]$;

$\{u_k\}$: Conjunto dos valores obtidos a partir da aplicação das estratégias dos usuários na função-utilidade, definida na Equação (3.6).

Considerando o processo de alocação para o k -ésimo usuário, com p_k a potência alocada,

define-se \mathbf{p}_{-k} como o conjunto das estratégias dos demais usuários, dado por:

$$\mathbf{p}_{-k} = [p_1, p_2, \dots, p_{k-1}, p_{k+1}, \dots, p_K]. \quad (3.11)$$

A partir deste conjunto, $\{u_k\}$ é definido como a aplicação de todas as estratégias do conjunto $\{\mathcal{A}_k\}$ na função-utilidade (Equação (3.6)) juntamente com \mathbf{p}_{-k} , e o problema de encontrar a melhor estratégia é dado pela seguinte relação:

$$p_k^* = f_k(\mathbf{p}_{-k}) = \arg \max_{p_k} u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k}), \quad (3.12)$$

de modo que $f_k(\mathbf{p}_{-k})$ é a função melhor-resposta para o k -ésimo usuário.

Após estas definições, o problema de alocação de potência com enfoque em eficiência energética, baseado em jogos não-coalizacionais, pode ser definido por:

$$\begin{aligned} \arg \max_{p_k} \xi_k &= \arg \max_{p_k} \ell_k r_k(\gamma_k) \frac{f(\gamma_k)}{p_k + p_c} \\ \text{s.a.} \quad &0 \leq p_k \leq P_{\max}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

cuja solução consiste em encontrar, de modo individual, a potência p_k que maximiza u_k , mantendo assim o comportamento distribuído. Dado que a função-utilidade definida na Equação (3.6) é escrita em termos de p_k e γ_k e existe mapeamento um-para-um entre estas variáveis, torna-se interessante reescrevê-la de modo que apenas uma destas seja utilizada. Tomando então p_k como função de γ_k , por meio das Equações (2.3) e (2.6), obtém-se:

$$p_k = \frac{\gamma_k}{\Gamma_k^{\text{MF}}} = \gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k^{\text{MF}}, \quad \text{para MF e} \quad (3.14)$$

$$p_k = \frac{\gamma_k}{\Gamma_k^{\text{DEC}}} = \gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k^{\text{DEC}}, \quad \text{para Descorrelacionador.} \quad (3.15)$$

Genericamente, a função-utilidade pode ser então reescrita como

$$u_k = \xi_k = \ell_k \frac{(1 - e^{-\gamma_k})^M \log(1 + \iota_k \gamma_k)}{\gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k + p_c}, \quad (3.16)$$

onde $\tilde{\mathcal{I}}_k$ é a interferência normalizada pelo ganho de potência do canal. Como pode ser visto, cada usuário necessita estimar $\tilde{\mathcal{I}}_k$ para realizar o processo de alocação. Dado que este parâmetro é de difícil realização por parte de outros dispositivos que não a BS, supõe-se a existência de um canal de comunicação de parâmetros entre a BS e os usuários, como já acontece, por exemplo, com o padrão WiMAX [40].

Para encontrar p_k^* (ou analogamente γ_k^*) de maneira analítica, basta aplicar, de forma clássica, o teste das derivadas primeira e segunda [41] na função-utilidade ξ_k e testar os pontos críticos obtidos. Este processo pode ser simplificado utilizando o conceito de quase-concavidade estrita, dado por [21]:

Definição 3.3 (Quase-concavidade). *Uma função z , que mapeia um conjunto convexo \mathcal{D} de vetores n -dimensionais em um número real é quase-côncava se para quaisquer $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2 \in \mathcal{D}, \mathbf{x}_1 \neq \mathbf{x}_2$,*

$$z(\lambda \mathbf{x}_1 + (1 - \lambda) \mathbf{x}_2) \geq \min \{z(\mathbf{x}_1), z(\mathbf{x}_2)\}, \quad (3.17)$$

onde $\lambda \in (0; 1)$. A função z é dita estritamente quase-côncava caso somente a desigualdade seja mantida, ou

seja:

$$z(\lambda \mathbf{x}_1 + (1 - \lambda) \mathbf{x}_2) > \min \{z(\mathbf{x}_1), z(\mathbf{x}_2)\}. \quad (3.18)$$

Se a função z for estritamente quase-côncava, garante-se a existência de apenas um ponto crítico \hat{x} e que este é o ponto de máximo global de z .

Se a função-utilidade empregada no problema apresentar a propriedade de estrita quase-concavidade, então basta calcular a primeira derivada de u_k e determinar o ponto no qual $\frac{u_k}{\partial \gamma_k} = 0$. A prova acerca da estrita quase-concavidade de $\tilde{\xi}_k$ é apresentada no Apêndice A, sendo seu resultado descrito pelo seguinte lema:

Lema 3.4 (Quase-concavidade de u_k). *A função-utilidade $u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})$ é estritamente quase-côncava em relação a p_k .*

Demonstração: Desenvolvida no Apêndice A.1.

Além de facilitar a obtenção de $\gamma_{k,EE}^*$, a estrita quase-concavidade da função-utilidade será de grande valia na demonstração da existência e unicidade do equilíbrio de Nash do jogo proposto, conforme desenvolvido no Apêndice A.

A Figura 3.2 ilustra o comportamento típico da função eficiência energética para um caso particular de sistema (à esquerda) e sua respectiva primeira derivada (à direita), demonstrando a obtenção de $\gamma_{k,EE}^*$. Os parâmetros utilizados são: $L = 300$, $M = 400$, $p_c = 200\text{mW}$, $\tilde{\mathcal{I}}_k = 10$ e $\iota_k = 0,3488$. Deste modo, obteve-se $\gamma_{k,EE}^* \approx 8,95$.

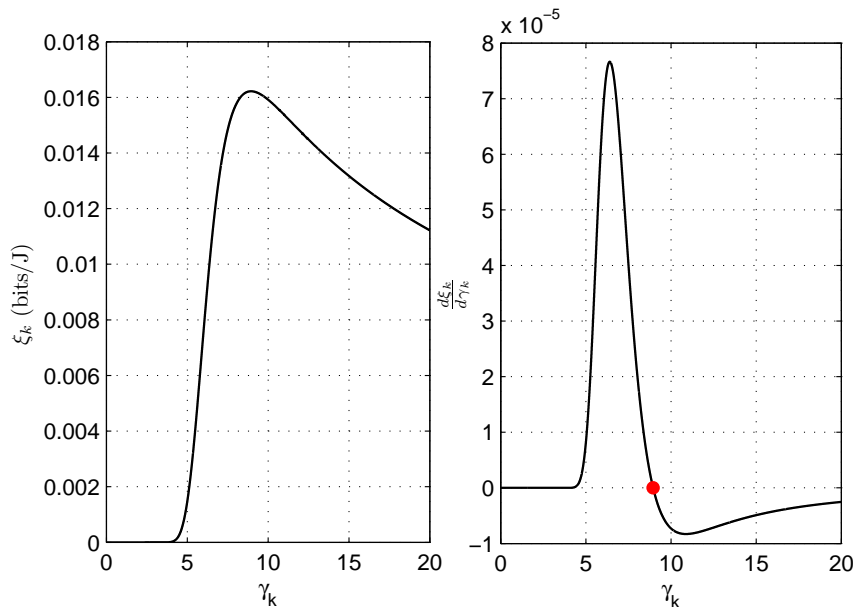


Figura 3.2 – Eficiência energética, $\xi(\gamma)$ (à esquerda) e primeira derivada de $\xi(\gamma)$ (à direita). $L = 300$, $M = 400$, $p_c = 200\text{mW}$, $\tilde{\mathcal{I}}_k = 10$ e $\iota_k = 0,3488$.

Com base nestas discussões, γ_{EE}^* pode ser encontrado a partir da resolução da Equação (3.19), resultante da primeira derivada de u_k e algumas simplificações algébricas:

$$M e^{-\gamma_k} \log_2(1 + \iota_k \gamma_k) + \frac{\iota_k (1 - e^{-\gamma_k})}{(1 + \iota_k \gamma_k) \ln 2} = \frac{\tilde{\mathcal{I}}_k \log_2(1 + \iota_k \gamma_k) (1 - e^{-\gamma_k})}{(\gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k + p_c)}. \quad (3.19)$$

A resolução analítica da Equação (3.19) é extremamente complexa, já que não se consegue uma simplificação desta expressão ou mesmo isolar os termos dependentes de γ_k . Deste modo, são necessários métodos de interpolação para a obtenção de $\gamma_{k,EE}^*$, como é o caso da função *fzero*, implementada pela ferramenta de simulação matemática MATLAB [42].

Tendo encontrado $\gamma_{k,EE}^*$, é necessário então a utilização de um algoritmo para alocar a potência necessária para atingir a SINR-alvo. Para esta tarefa, utiliza-se o algoritmo de controle de potência desenvolvido em [43], baseado no modelo de dinâmica populacional de Verhulst⁷ [44]. A alocação de potência é feita por meio de iterações, necessitando da estimação da SINR atual e um valor inicial de potência para cada usuário (aleatório ou determinístico). A grande vantagem deste método reside no seu carácter distribuído, dado que os cálculos necessários à determinação da potência de transmissão ótima para cada usuário não dependem de informações advindas dos demais usuários; i.e., o parâmetro nível de interferência utilizado é resultante da iteração anterior. O algoritmo de controle de potência necessita dos parâmetros de convergência ($\alpha \in (0, 1]$, fixo ou adaptativo) e também o número máximo de iterações (N_{it}), além obviamente de estimativas de canal do usuário de interesse. Propriedades de convergência, forma da iteração e outras questões são analisadas no Anexo A.

Finalizada a modelagem do problema, a próxima etapa se dá na análise do *gap* de eficiência espectral (Λ), determinado a partir dos pontos de ótimo das eficiências energética e espectral, bem como o impacto da MAI no compromisso EE-SE.

3.4 IMPACTO DA MAI NO COMPROMISSO EE-SE

Conforme descrito na Seção 3.2, espera-se que a MAI impacte de alguma maneira nas eficiências energética e espectral, assim como no compromisso entre estas. Em relação à eficiência espectral, quanto maior a MAI menor é a máxima SINR, e conseqüentemente menor é a máxima SE. Já em relação à eficiência energética, a SINR que maximiza a EE depende da MAI, como pode ser visto pela presença do termo $\tilde{\mathcal{I}}_k$ na Equação (3.19). Dado que a SE é estritamente crescente em relação a γ , seu ponto de máximo ocorrerá sempre em máxima potência, enquanto a potência que maximiza a EE em geral é inferior a P_{\max} e depende do nível de interferência de múltiplo acesso.

De modo a quantificar os efeitos da interferência em relação aos itens

1. SINR que maximiza a eficiência energética ($\gamma_{k,EE}^*$) e
2. *Gap* entre a SE correspondente à SINR que maximiza a eficiência energética ($\gamma_{k,EE}^*$) e a eficiência espectral máxima, obtida com $\gamma_{k,SE}^*$,

opta-se pela montagem de cenários de simulação que possam refletir condições de interesse do sistema. Para a análise do item 1, basta tomar um intervalo de valores de interferência e então aplicá-los à Equação (3.19). Já para o item 2, o cenário de simulação e análise deve envolver questões mais práticas, como número de usuários e o posicionamento destes no interior da célula, além da topologia de célula.

⁷Desenvolvido no século XIX, o modelo de Verhulst [44] visa a modelagem e predição do crescimento populacional em um ambiente com restrições de alimento, espaço, etc.

Considerando a análise do item 1, a Figura 3.3 sugere a relação entre a SINR ótima obtida a partir da Equação (3.19) e possíveis valores de interferência normalizada (\tilde{I}_k). Dado que a interferência normalizada é diretamente proporcional à MAI, percebe-se que conforme a MAI cresce, reduz-se o valor da SINR ótima para eficiência energética. Como pode ser visto no detalhe da mesma figura, $\gamma_{k,EE}^*$ tende a um patamar, conforme o nível de interferência aumenta. Tomando $\tilde{I}_k \rightarrow \infty$, descobre-se que $\gamma_{k,EE}^* \approx 6,976$ para os parâmetros de sistema considerados, descritos na Tabela 3.1.

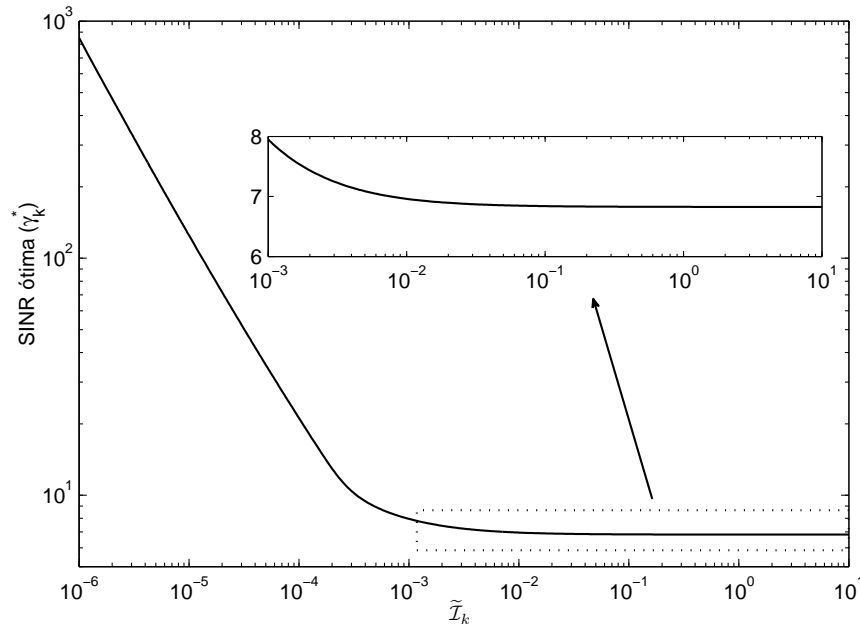


Figura 3.3 – SINR ótima para eficiência energética em relação ao nível de interferência normalizada.

Tabela 3.1 – Parâmetros de simulação: Análise do compromisso EE-SE

Parâmetros	Valores adotados
<i>DS-CDMA</i>	
Potência de ruído	$P_n = -90$ [dBm]
Ganho de Processamento	$N = 15$
Potência max. por usuário	$P_{\max} = 10$ [dBm]
# terminais móveis	$K \in \{3; 9\}$
# Estações rádio-base	BS = 1
Distância do usuário de interesse	$d = 50$ [m]
Distância dos usuários interferentes	$d_{\text{interf}} = [80, 100, 200]$ [m]
Tamanho de pacote	$M = 80$ [bits]
Bits de informação	$L = 50$ [bits]
Gap SINR	$\iota_k = 0,651$
Potência de circuitaria	$p_c = 7$ [dBm]
Largura de Banda	$w = 10^6$ [Hz]
Faixa de interferência normalizada (Item 1)	$\tilde{I}_k \in [10^{-6}, 10^1]$ [W]
<i>Canal: path-loss, sombreamento e desvanecimento</i>	
Distribuição Rayleigh	variância $\sigma^2 = d^{-2}$ média sobre 5000 amostras
<i>Verhulst PCA</i>	
Fator de convergência	$\alpha = 0,5$
# iterações	$N_{it} = 500$

Analisando ainda a Equação (3.19), é possível obter ainda outra conclusão: quando a

potência de circuitaria p_c é desconsiderada ou então a potência de transmissão (equivalente ao termo $\gamma_k \tilde{I}_k$) é muito maior que a de circuitaria ($p_k \gg p_c$), a SINR ótima sob o ponto de vista da eficiência energética independe do nível da interferência, com $\gamma_{k,EE}^* \approx 6,976$. Este resultado é conhecido na literatura [9, 10], uma vez que $\gamma_{k,EE}^*$ depende apenas dos parâmetros de sistema (tamanho de pacote e presença ou não de codificação, entre outros). Segundo [45], os usuários tendem a alocar mais potência quando considera-se a potência de circuitaria, para compensar este fator fixo.

Esta análise traz uma ideia preliminar acerca do comportamento esperado para o $\text{gap } \Lambda$ definido pela Equação (3.8): enquanto $\gamma_{k,EE}^*$ tende a um patamar com o aumento da MAI, $\gamma_{k,SE}^*$ sofre contínua redução (considerando o limite de potência dado por P_{\max}), o que pode acarretar na redução de Λ . Para a análise do item 2, este trabalho adota o modelo de célula definido na Figura 3.4. Admite-se uma célula em formato de anel, com o usuário de interesse (u_i) com distância fixa em relação à BS (d) e os demais interferentes (u_j) distribuídos uniformemente sobre a circunferência de raio d_{interf} ; adicionalmente, este raio será modificado para refletir alterações nos níveis de interferência, uma vez que, considerando o *uplink*, quanto menor o raio d_{interf} , maior será o nível de interferência resultante no sinal do usuário de interesse recebido na BS.

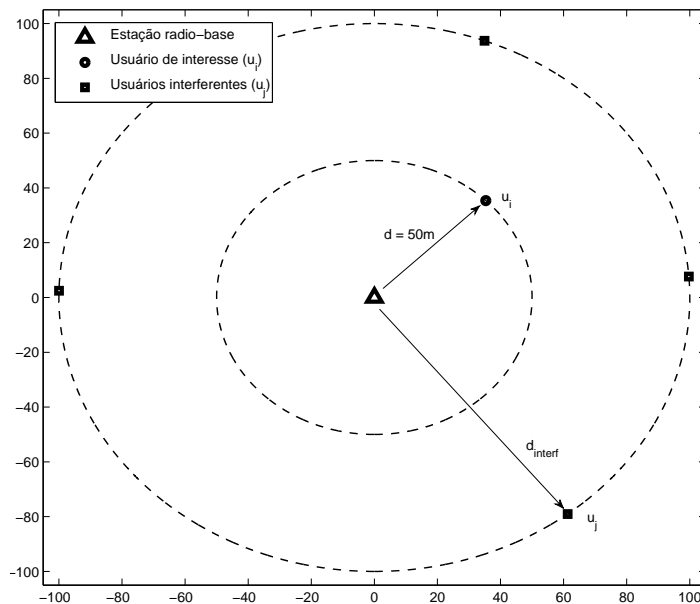


Figura 3.4 – Geometria circular para a célula com nível de interferência definido pelo número de usuários e respectiva distância até a BS, sendo $\tilde{I}_k \propto d_{\text{interf}}^{-\kappa}$, $\kappa \geq 1, 2$.

Tendo em vista confirmar a conjectura acerca do comportamento de Λ , introduz-se o parâmetro de acoplamento de rede, definido a partir das condições instantâneas de canal entre o usuário de interesse e interferentes:

$$\beta_k = \frac{\langle |h_k|^2 \rangle}{\langle |h_j|^2 \rangle}, \quad k : \text{interesse}; \quad j \neq k : \text{interferentes},$$

onde $\langle \cdot \rangle$ corresponde ao operador média temporal. Utilizando então o padrão de célula definido na Figura 3.4, desenvolve-se um cenário com crescente número de usuários interferentes e aproximação destes usuários em relação ao de interesse, aumentando o nível da MAI para o usuário de interesse. Os gráficos presentes na Figura 3.5 demonstram os resultados obtidos nesta análise, para os dois filtros estudados.

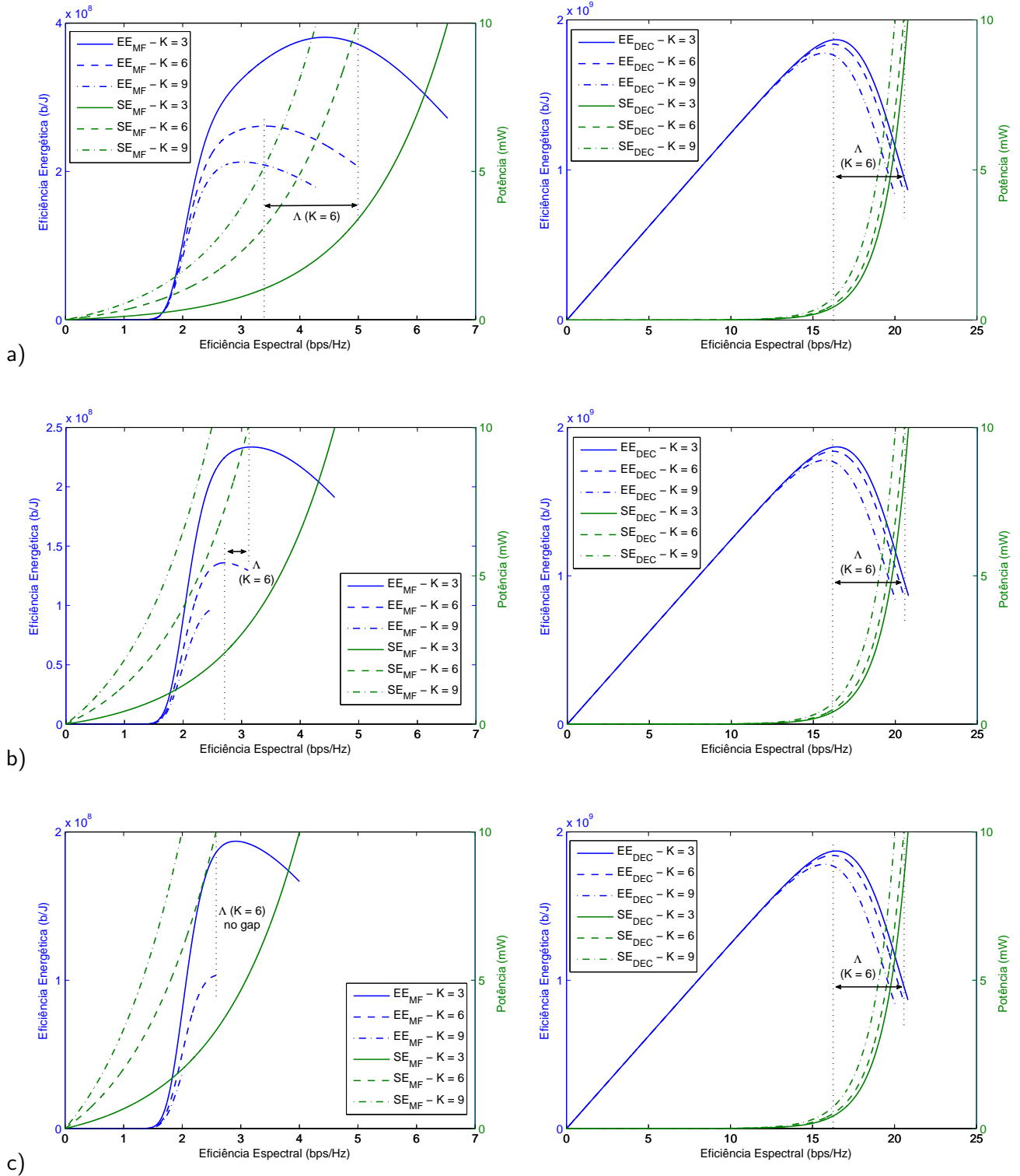


Figura 3.5 – Compromisso EE-SE considerando diferentes cenários de interferência e filtros (à esquerda MF, à direita DEC). a) $d_{\text{interf}} = 200\text{m}$, $\beta_k = 0,25$; b) $d_{\text{interf}} = 100\text{m}$, $\beta_k = 0,50$; c) $d_{\text{interf}} = 80\text{m}$, $\beta_k = 0,63$.

Considerando os casos nos quais é empregado o MF, mostra-se claramente que conforme a MAI é aumentada, reduz-se substancialmente o *gap* Λ , até o momento em que este tende a ser praticamente nulo, quando $d_{\text{interf}} = 80m$. Nota-se também que para o filtro MF, a redução de Λ ocorre não só devido ao aumento no carregamento do sistema, mas também é bastante afetado pela aproximação dos interferentes (condição para o incremento da MAI), resultado esperado dada a ineficiência do filtro MF em mitigar a MAI. Também torna-se evidente que a eficiência espectral é severamente afetada pelo emprego do detector uniusuário (MF), tanto em função do incremento no carregamento do sistema quanto também do posicionamento dos usuários interferentes na célula. Em relação ao carregamento, nota-se que o resultado da função-utilidade decai severamente, mesmo para incrementos considerados pequenos (especificamente, nesta configuração, de $\mathcal{L} = \frac{K}{N} = 0,27$ para $0,40$), apesar de $\gamma_{k,EE}^*$ não apresentar grande variação. Já em termos de posicionamento, percebe-se que a aproximação dos interferentes apresenta impacto negativo na eficiência energética, principalmente em carregamentos mais elevados.

Quando se utiliza o detector multiusuário linear DEC, praticamente não há diminuição do *gap* Λ quando o posicionamento (d_{interf}) dos interferentes é alterado significativamente. Tal resultado pode ser analisado por meio das Equações (2.5) e (2.6): dado que o filtro utilizado pelo Descorrelacionador só depende do termo de correlação e a SINR resultante só depende do ganho de canal e da norma do filtro utilizado, conclui-se que o nível de potência no usuário de interesse não depende do posicionamento dos usuários interferentes, mas somente de fatores como desvanecimento, *path-loss* e das sequências de espalhamento. Já em relação ao aumento do carregamento existe um pequeno efeito em relação ao *gap* Λ , porém não tão significativo quanto ocorre para o MF. Este efeito deve-se ao incremento do ruído AWGN causado pelo DEC ao desacoplar a MAI, mais evidente conforme o carregamento do sistema cresce. O ganho de desempenho ao utilizar detecção multiusuário pode ser comprovado pelo ponto de equilíbrio mais elevado alcançado com o filtro DEC, resultado de menor interferência, e também eficiência espectral muito maior em relação à obtida com o MF. Finalmente, nota-se que o aumento do carregamento impacta em pequena redução na eficiência energética, dado que com mais usuários e a utilização de sequências do tipo PN tende-se a aumentar a MAI residual.

Para demonstrar que a MAI é quem efetivamente impacta na redução de Λ , a Figura 3.6 assume o mesmo cenário descrito anteriormente para o item 2 (i.e. análise do *gap* de SE Λ), porém com o aumento da potência máxima para $P_{\text{max}} = 1 \text{ W}$ e utilização apenas do MF, tendo em vista que este é o mais limitado em relação à MAI. Deste modo, busca-se evitar que Λ seja irreal, causado apenas pela limitação de potência⁸. É possível perceber que mesmo com potência mais elevada, a interferência causada pelos demais usuários mantém a eficiência espectral limitada, e a tendência de redução de Λ é mantida.

Considerando os resultados dos dois filtros e MF com $P_{\text{max}} = 1 \text{ W}$, demonstra-se que a MAI tem grande impacto em termos de eficiência energética e também no *gap* de eficiência espectral Λ , e que técnicas mais eficientes de detecção (por exemplo LMuD, adotada neste contexto) devem ser empregadas para que esta limitação seja evitada ou reduzida consideravelmente, como é o caso do MuD Descorrelacionador.

Como em sistemas comerciais o cenário de interesse é o de alto carregamento, verifica-se que a melhor resposta em termos de compromisso EE-SE para o detector MF é simplesmente alocar a

⁸Lembrando que a máxima eficiência espectral só é alcançada com potência infinita.

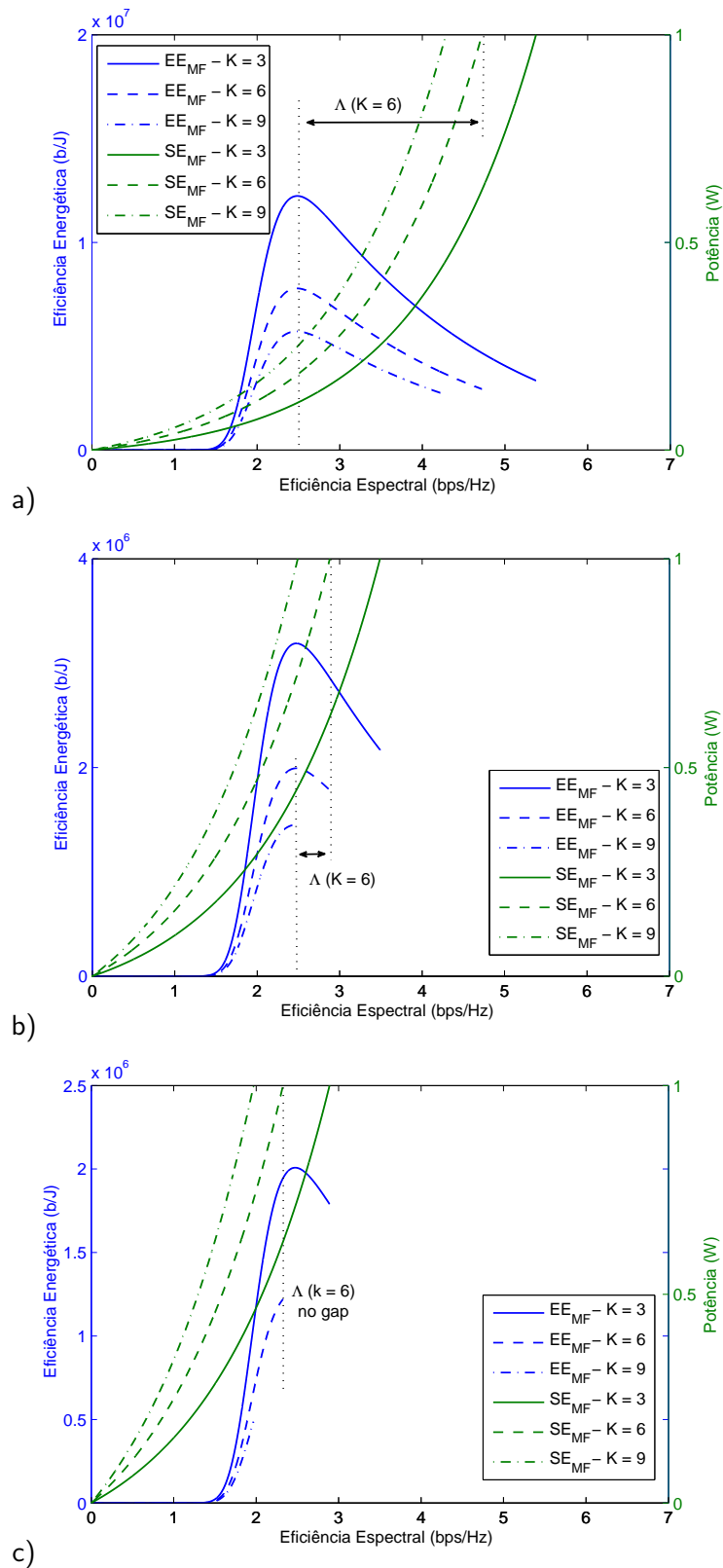


Figura 3.6 – Compromisso EE-SE considerando diferentes cenários de interferência e filtro MF, com $P_{\text{max}} = 1\text{W}$. a) $d_{\text{interf}} = 200\text{m}$, $\beta_k = 0,25$; b) $d_{\text{interf}} = 100\text{m}$, $\beta_k = 0,50$; c) $d_{\text{interf}} = 80\text{m}$, $\beta_k = 0,63$.

potência para atingir a máxima eficiência energética, tendo em vista que com o aumento no número de usuários o fator Λ tende a se tornar nulo. Já em relação ao DEC, a característica de desacoplamento da MAI implica na existência de um *gap* considerável entre as eficiências energética e espectral, fazendo com que a solução ótima adotada para o MF não seja necessariamente a melhor solução para sistemas baseados em

detectores multiusuários, tais como o Descorrelacionador, MMSE, canceladores de interferência, entre outros. Em resumo, para o caso de utilização de filtros ou esquemas de detecção mais eficientes, o compromisso EE-SE deve ser estabelecido cuidadosamente, levando-se em consideração qual dos dois recursos, relacionados à energia ou vazão, é preponderante. Neste sentido, deve-se estabelecer uma metodologia de otimização multi-objetivo (MOO).

4 ALGORITMOS PROPOSTOS E RESULTADOS NUMÉRICOS

4.1 ALGORITMOS PROPOSTOS

Conforme destacado na Seção 3.4, a MAI é responsável pela grande limitação no desempenho do sistema, tanto em termos de eficiência energética quanto espectral. Objetivando a redução da interferência ao final do processo de alocação, uma técnica a ser considerada é a interrupção do serviço (*outage*) para os usuários que não sejam capazes de atingir o ponto de máxima eficiência energética, dado por $\gamma_{k,EE}^*$. Os modelos apresentados na literatura [9, 10, 12] definem que cada usuário deve alocar a potência necessária (limitada por P_{\max}) para atingir a máxima eficiência energética alcançável, possibilitando que usuários transmitam utilizando potência máxima, conforme descrito na Equação (3.13). Este comportamento é extremamente danoso em sistemas limitados por interferência, pois faz com que todos os outros usuários também aumentem suas potências, reduzindo não somente sua eficiência energética como também a do sistema em geral.

Apesar dos efeitos positivos em termos de eficiência energética, interromper o serviço a determinado usuário apenas pelo fato de não atingir a máxima eficiência energética, sem considerar os requisitos de QoS, pode resultar no não-atendimento destes requisitos. Assim, é razoável inserir os requisitos de QoS no processo de decisão de interrupção de serviço, de modo que se $\gamma_{k,EE}^*$ não for atingido, porém os demais requisitos sejam atendidos, a comunicação ainda possa ocorrer. A métrica considerada neste trabalho é o atendimento de uma taxa mínima ($R_{k,\min}$), inicialmente igual para todos os usuários, i.e., sistema unitaxa.

A partir destas considerações, os Algoritmos 1 e 2 foram propostos e avaliados em ambiente de simulação para o problema de alocação de potência ótima em relação ao compromisso EE-SE. Ambos utilizam o algoritmo de controle de potência baseado no modelo de Verhulst [43], sendo que o Algoritmo 2 incorpora o critério de taxa mínima na decisão da interrupção ou não do serviço.

Note-se ainda que quando $R_{k,\min} = 0$, o Algoritmo 2 se resume ao problema definido na Equação (3.13), o que possibilita comparação rápida e eficiente dos efeitos da remoção de usuários não-ótimos do sistema. Também é perceptível que os algoritmos disponíveis na literatura [9, 10, 12] não prevêm a ocorrência de interrupção de serviço (*outage*), tendo em vista que seu objetivo é que cada usuário transmita com máxima EE atingível, e não com a máxima EE absoluta¹. Já quando $R_{k,\min} \rightarrow \infty$, percebe-se que o Algoritmo 2 é equivalente ao Algoritmo 1; afinal, a condição $r_k < R_{k,\min}$ será sempre verdadeira. No caso em que todos os usuários atinjam a máxima eficiência energética, os dois algoritmos propostos e o modelo

¹A máxima EE absoluta pode não ser atingível para determinados usuários devido à limitação de potência máxima P_{\max} .

Algoritmo 1 EE-SE Ótimo com Alocação de Potência utilizando Verhulst

Inicialização: $i \leftarrow 1$, $It = N_{it}$, $p_k[0] = \sigma_k^2, \forall k$

Enquanto $i \leq It$

Para $k = 1 : K$:

Obtenha \tilde{I}_k por meio de estimativa de γ_k ;

Calcule γ_k^* através da Equação (3.19);

Calcule p_k utilizando o Algoritmo baseado em Verhulst [43].

Fim

$i \leftarrow i + 1$

Fim

Determine a SINR atingida (γ_k) para cada usuário;

Encontre K_{out} , onde $k \in K_{out}$ se $\gamma_k < \gamma_{k,EE}^*$

Se $\{K_{out}\} \neq \emptyset$

Escolha o usuário com o pior ganho de canal em K_{out} $\left(\min_{j \in K_{out}} h_j^2 \right)$

Fixe $\gamma_j^* = 0$;

Volte ao início.

Senão

Saída: $p_k^* = p_k[N_{it}] \forall k$ (solução do compromisso EE-SE)

Algoritmo 2 EE-SE- $R_{k,min}$ utilizando Alocação de Potência por Verhulst

Inicialização: $i \leftarrow 1$, $It = N_{it}$, $p_k[0] = \sigma_k^2, \forall k$

Compute p_k^* como descrito no Algoritmo 1;

Compute a SINR (γ_k) e taxa (r_k) alcançadas para cada usuário;

Compute K_{out} , onde $k \in K_{out}$ se $\gamma_k < \gamma_{k,EE}^*$ e $r_k < R_{k,min}$

Se $\{K_{out}\} \neq \emptyset$

Escolha o usuário com o pior ganho de canal em K_{out} $\left(\min_{j \in K_{out}} h_j^2 \right)$

Fixe $\gamma_j^* = 0$;

Retorne ao início.

Senão

Saída: $p_k^* = p_k[N_{it}] \forall k$ (Solução do compromisso EE-SE)

difundido na literatura possuem comportamento idêntico, tendo em vista que as condições de interrupção de serviço serão sempre falsas para os algoritmos propostos.

Definidos os algoritmos, faz-se necessário demonstrar que a resposta do jogo definido na Equação (3.13) é um equilíbrio de Nash. Para tanto, enuncia-se o Teorema 4.1, cuja prova encontra-se no Apêndice A.2.

Teorema 4.1. *Atinge-se pelo menos um ponto de equilíbrio $\mathbf{p}^* = [p_1^*, p_2^*, \dots, p_k^* \dots p_K^*]$ para o jogo proposto na Equação (3.13), sendo a potência de equilíbrio para o k -ésimo usuário determinada pelas seguintes condições:*

Algoritmo 1:

$$p_k^* = \begin{cases} p_k, & \text{Se } p_k \leq P_{\max} \quad \text{e} \quad \frac{\partial(u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k}^*))}{\partial p_k} = 0 \\ 0, & \text{Caso contrário} \end{cases}$$

Algoritmo 2:

$$p_k^* = \begin{cases} p_k, & \text{Se } p_k \leq P_{\max} \quad \text{e} \quad \frac{\partial(u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k}^*))}{\partial p_k} = 0 \\ P_{\max}, & \text{Se } p_k = P_{\max}, \quad \frac{\partial(u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k}^*))}{\partial p_k} \neq 0 \quad \text{e} \quad r_k \geq R_{k, \min} \\ 0, & \text{Caso contrário} \end{cases}$$

Demonstração: Vide Apêndice A.2.

O Teorema 4.1 resume as possíveis condições de equilíbrio para ambos os algoritmos propostos. Em relação ao Algoritmo 1, quando o k -ésimo usuário consegue atingir o ponto de máxima eficiência energética, condição atingida quando a primeira derivada da função-utilidade no ponto multidimensional (p_k, \mathbf{p}_{-k}^*) equivale a zero, a potência ótima é a resposta dada pelo algoritmo. Quando o k -ésimo usuário não atinge o ponto de máxima eficiência, este sofre interrupção e, logicamente, não transmite na janela temporal atual. As condições para o Algoritmo 2 são semelhantes ao descrito para o Algoritmo 1, porém com a adição da condição de atendimento dos requisitos de QoS relativos à taxa mínima e máxima potência de transmissão. No caso em que o k -ésimo usuário atinge o ponto de máxima eficiência energética, tem-se que p_k^* é a potência alocada pelo algoritmo. Já no caso em que o k -ésimo usuário não atinge a máxima EE, porém atende os requisitos de QoS, a potência ótima é dada pela máxima potência. Finalmente, caso nem a máxima eficiência energética nem os requisitos de QoS sejam atendidos, o serviço é então interrompido (usuário em *outage*), não ocorrendo a transmissão do sinal do k -ésimo usuário na janela temporal atual.

Tendo \mathbf{p}^* como o equilíbrio de Nash obtido após a execução dos algoritmos propostos, define-se o seguinte lema acerca da unicidade:

Lema 4.2. *Se o equilíbrio \mathbf{p}^* for atingido sem nenhum usuário tendo seu serviço interrompido, este equilíbrio de Nash é único. Quando a obtenção do equilíbrio depender da interrupção de um ou mais usuários, múltiplos equilíbrios podem ser atingidos, dependendo do critério que for utilizado para a interrupção. No caso do critério adotado neste trabalho, o equilíbrio \mathbf{p}^* também é único.*

Demonstração: Vide Apêndice A.3.

Se o equilíbrio é atingido sem a interrupção de qualquer usuário, a estrita quase-concavidade da função-utilidade e o mapeamento um-para-um entre SINR e potência [9] garantem que não é possível que nenhum usuário consiga melhorar unilateralmente sua utilidade com qualquer outro valor de potência $p_k \neq p_k^*$. Quando a interrupção de determinado usuário é necessária, se o critério não for determinístico e bem-definido, duas repetições de um mesmo cenário podem incorrer em dois equilíbrios distintos, com diferentes usuários interrompidos. Dado que o critério sugerido aqui atende os dois requisitos descritos, e que a probabilidade de dois usuários compartilharem o mesmo valor numérico de ganho de canal na mesma janela temporal de otimização é praticamente nula, o equilíbrio obtido é único.

Em relação à otimalidade de Pareto do equilíbrio atingido, conforme descrito em [45], o equilíbrio resultante da utilização de jogos não-coalizacionais para EE somente é ótimo quando da utilização do filtro Descorrelacionador, pois este não depende da potência dos demais usuários; em outras palavras, é imune ao egoísmo intrínseco entre os usuários de jogos não-coalizacionais. Já em relação ao MF, se todos os usuários reduzirem conjuntamente suas respectivas potências alocadas, é possível atingir alguma melhoria em termos de EE.

4.2 RESULTADOS NUMÉRICOS

Para averiguar as potencialidades e fraquezas dos algoritmos propostos em relação aos disponíveis na literatura [9, 10, 12], bem como comprovar a metodologia de otimização utilizada, faz-se necessário desenvolver cenários de operação de sistema mais próximo da realidade, principalmente no que se refere ao posicionamento dos usuários na célula. Deste modo, ao invés de fixar os usuários em raios de distância fixa, o posicionamento é definido por meio de coordenadas polares (r, θ) , onde $r = \mathcal{U}\{50, 200\}$ e $\theta = \mathcal{U}\{0, 2\pi\}$. A geometria de célula é semelhante à definida na Figura 3.4, em formato de anel. São propostos dois cenários diferentes em termos de carregamento e taxa mínima.

- Cenário 1: análise em baixo carregamento, i.e $\mathcal{L} = \frac{K}{N} < 0,25$, e taxa mínima $R_{\min} = 500$ kbps.
- Cenário 2: análise em carregamento de interesse, i.e $\mathcal{L} \rightarrow 1$, e dois valores de taxa mínima, $R_{\min} = 50$ kbps e 1 Mbps, de modo que as considerações acerca dos algoritmos propostos possam ser verificadas.

Os efeitos de perdas de percurso, sombreamento e desvanecimento são modelados conjuntamente e de forma expedita, empregando-se exclusivamente uma distribuição de Rayleigh para o módulo, representada por um processo estatístico Gaussiano complexo de média zero e variância $\sigma^2 = d_j^{-\kappa}$, cuja função densidade de probabilidade é dada por

$$f_{\text{ray}}(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \text{deg}(x), \quad \text{deg}(x) = \begin{cases} 1, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases}. \quad (4.1)$$

Dependendo das características do sistema de comunicação, o coeficiente κ assume valores tipicamente na faixa $\kappa \in [1, 2; 3, 0]$. Por exemplo, em [5], $\kappa = 1,5$ é adotado tendo em vista modelar conjuntamente os efeitos de perda de percurso, *shadowing* e desvanecimento de uma rede *ad hoc*, cujos usuários móveis estão separados do *access point* por uma distância entre 10 e 500 metros. Já em [46] os autores consideram uma

rede cooperativa com usuários móveis uniformemente distribuídos em uma região retangular à esquerda da estação *relay* fixa (FRS), sendo esta distanciada da BS em 1000 m; para este cenário e sistema, $\kappa = 2$ é adotado.

Todos os resultados de simulação apresentados nesta seção foram obtidos como média em 2000 realizações Monte-Carlo. Os algoritmos e filtros utilizados compartilham os mesmos parâmetros de simulação, para que a comparação seja justa. As seqüências de espalhamento são do tipo PN, e os parâmetros restantes estão definidos na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação: análise dos algoritmos propostos para alocação de potência segundo o compromisso EE-SE.

Parâmetros	Valores adotados
<i>DS-CDMA</i>	
Potência de ruído	$P_n = -90$ [dBm]
Ganho de Processamento	$N = 63$
Potência max. por usuário	$P_{\max} = 10$ [dBm]
# terminais móveis	$K \in \{2; 15\}$ (Cenário 1) $K \in \{3; 63\}$ (Cenário 2)
# Estações rádio-base	BS = 1
Tamanho de pacote	$M = 80$ [bits]
Bits de informação	$L = 50$ [bits]
Gap SINR	$\nu_k = 0,651$
Potência de circuitaria	$p_c = 7$ [dBm]
Largura de Banda	$w = 10^6$ [Hz]
Raio interno	$r_{\text{int}} = 50$ [m]
Raio externo	$r_{\text{ext}} = 200$ [m]
Taxa mínima	$R_{k,\min} = 500$ [kbps] (Cenário 1) $R_{k,\min} = 50$ e 1000 [kbps] (Cenário 2)
<i>Canal: path-loss, sombreamento e desvanecimento</i>	
Distribuição Rayleigh	variância $\sigma^2 = d^{-2}$
<i>Verhulst PCA</i>	
Fator de convergência	$\alpha = 0,5$
# iterações	$N_{it} = 500$

A comparação entre os algoritmos propostos e o problema descrito na Equação (3.13) se dá por meio de quatro figuras de mérito distintas: Somatório de Taxa (SR – *Sum Rate*), Somatório de Potência Consumida (SP – *Sum Power*), Eficiência Energética (EE – dada pela divisão do somatório de taxa pelo de potência) e percentagem de usuários com serviço interrompido. O conjunto destas quatro figuras possibilita uma análise mais efetiva, envolvendo as principais métricas quando se trata do problema de alocação de recursos.

4.2.1 Cenário 1

Começando pelo cenário 1, a Figura 4.1 traz o somatório de taxas (SR), e demonstra que o algoritmo difundido na literatura é o que apresenta os melhores resultados para MF, com o Algoritmo 2 obtendo resultado intermediário e o Algoritmo 1 com a menor vazão. Já para o Descorrelacionador, nenhuma diferença é percebida, dado o cenário de baixo carregamento ($\mathcal{L} < 0,25$), como é mostrado no detalhe do canto superior direito da Figura 4.1. No entanto, note-se que o desempenho em termos de SR dos dois primeiros algoritmos

se distancia do Algoritmo 1 principalmente quando ocorre o aumento do carregamento para o MF (detalhe no canto inferior direito da Figura 4.1), dado que quando os usuários são interrompidos sua taxa final é igual a 0. Isto também explica a vantagem obtida pelo algoritmo da literatura em relação ao Algoritmo 2: uma vez que não ocorre interrupção para o primeiro, todos os usuários, mesmo que minimamente, contribuem com o somatório de taxa. O fato de nenhuma diferença ser percebida para o Descorrelacionador é explicado devido à não-ocorrência de interrupção de serviço no cenário de baixo carregamento, como mostrado na Figura 4.4.

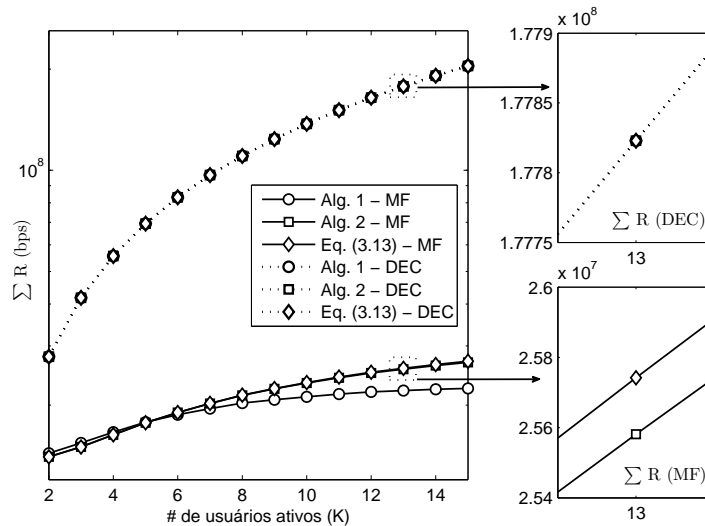


Figura 4.1 – Somatório de taxa para os algoritmos propostos utilizando filtros MF e Descorrelacionador. À direita do gráfico, ampliação do ponto $K = 13$ para os dois filtros considerados.

Já a Figura 4.2 esboça a evolução do consumo de potência da rede, em termos de somatório de potência (SP), em função do número de usuários da rede, K , incluindo a potência gasta em circuitaria, p_c . É possível notar que, neste caso, o Algoritmo 1 apresenta os melhores resultados para o MF, principalmente conforme \mathcal{L} cresce, com o Algoritmo 2 apresentando o segundo melhor resultado e o algoritmo apresentado na literatura sendo o que mais consome potência. Tal fato é uma consequência direta dos resultados obtidos em relação ao somatório de taxa: ao remover usuários não-otimizados, o Algoritmo 1 evita que alguns usuários atinjam a potência máxima, reduzindo assim a MAI e possibilitando potências inferiores aos usuários ativos. Já o Algoritmo 2, ao interromper o serviço de usuários que não atinjam pelo menos o critério de taxa mínima estabelecido, evita que usuários que apenas causariam interferência no sistema possam transmitir. Por sua vez, o algoritmo descrito na literatura, por não adotar política de interrupção de usuário, permite que a interferência cresça em excesso, principalmente quando o receptor utiliza o detector uniusuário convencional (MF). Novamente, a robustez do Descorrelacionador em relação à MAI resulta em melhores figuras de mérito, sendo porém a diferença de desempenho entre os três algoritmos ainda imperceptível, dado que nenhum usuário foi interrompido sob baixo carregamento.

Em termos de eficiência energética, a Figura 4.3 mostra que o Algoritmo 1 é o mais eficiente, tendo o Algoritmo 2 com o segundo melhor desempenho e o algoritmo difundido na literatura com o pior resultado para o MF. Observe-se que esta tendência é acentuada à medida que o carregamento cresce, especialmente para o caso do detector uniusuário MF. Adicionalmente, os resultados da Figura 4.3 ilustram claramente o efeito degradante da MAI sobre o desempenho energético da rede, dado que o Descorrelacionador apresentou resultados muito superiores em relação aos obtidos com o MF. Estes resultados comprovam que,

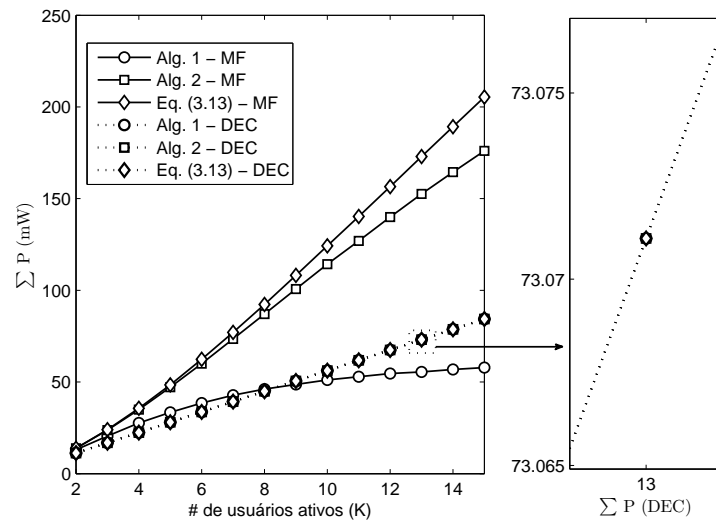


Figura 4.2 – Somatório de potência para os algoritmos propostos utilizando filtros MF e Descorrelacionador. À direita do gráfico, ampliação do ponto $K = 13$ para filtro Descorrelacionador.

do ponto de vista da eficiência energética, remover usuários não-ótimos possibilita um grande aumento de eficiência do sistema, principalmente quando as técnicas de detecção empregadas são sensíveis à MAI. Também é possível verificar que as relações estabelecidas entre os algoritmos ao final da Seção 4.1 são válidas: uma vez que o Algoritmo 2 com taxa infinita se reduz ao Algoritmo 1, nota-se que quanto maior for $R_{k,\min}$ mais próximo a curva de eficiência do Algoritmo 2 estará da curva do Algoritmo 1. Além deste fato, dado que o Algoritmo 2 com $R_{k,\min} = 0$ é equivalente ao algoritmo da literatura, quanto menor for $R_{k,\min}$, mais próximo o primeiro estará do segundo, em termos de eficiência. Ou seja, quanto mais rigorosos forem os requisitos de QoS, mais próximo o comportamento do Algoritmo 2 estará do Algoritmo 1, e quanto mais relaxados, mais próximo o comportamento do Algoritmo 2 estará do algoritmo descrito na literatura. O elevado valor de eficiência energética obtido se deve a três fatores principais: perda de percurso de campo aberto, célula de raio reduzido e apresentação em termos de somatório da EE de todos os usuários.

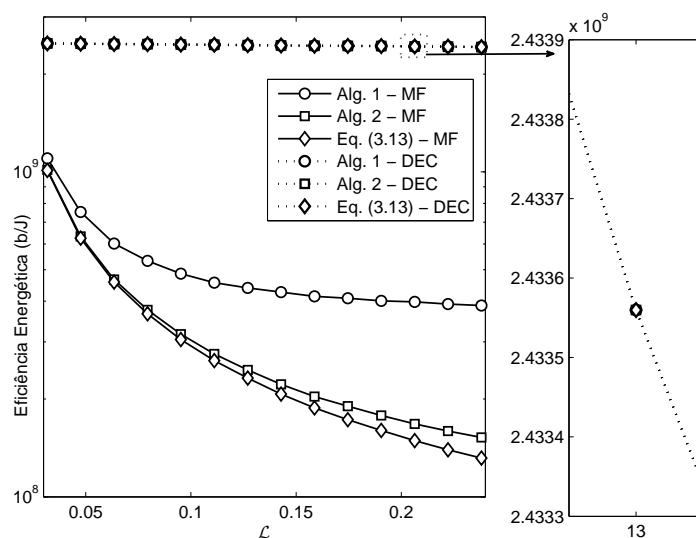


Figura 4.3 – Eficiência energética em relação ao carregamento do sistema para os dois algoritmos propostos. À direita, ampliação do ponto $K = 13$ para o Descorrelacionador.

Finalmente, a Figura 4.4 demonstra o desempenho dos algoritmos propostos em relação à

probabilidade de interrupção de serviço. Nota-se que uma vez que o algoritmo da literatura não está sujeito à interrupção, seu desempenho não é apresentado nesta figura. Os resultados indicam um evidente contraponto no comportamento do Algoritmo 1: se por um lado este algoritmo atinge elevada eficiência energética, por outro, incorre em altas taxas de interrupção de serviço, superiores às obtidas com o Algoritmo 2, para o caso de detecção MF, mesmo considerando o cenário de baixo carregamento, $\mathcal{L} \in [0,03; 0,23]$. Novamente, nota-se o excelente desempenho do Descorrelacionador, mantendo a probabilidade de interrupção nula para este intervalo de baixo carregamento. A igualdade de desempenho atingida pelos algoritmos propostos e o descrito na literatura sob detecção multiusuário DEC se dá justamente pela probabilidade de interrupção nula: como todos os usuários foram capazes de atingir a máxima eficiência energética, as alterações propostas para interrupção de usuários não-ótimos não se aplicam e todos os algoritmos se comportam da mesma maneira.

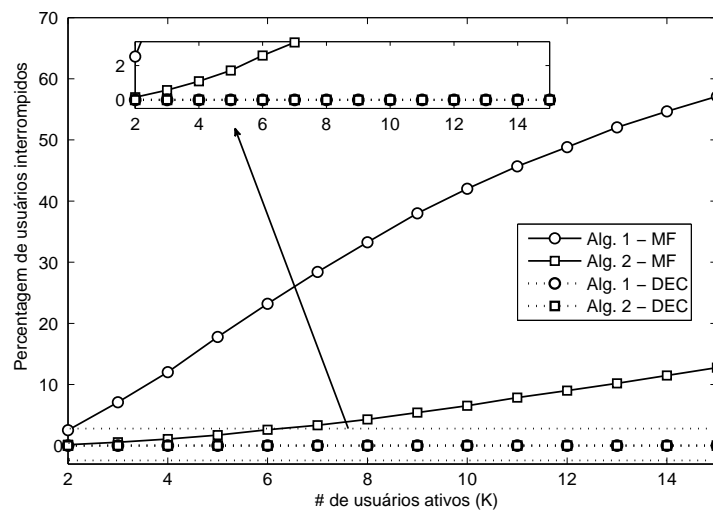


Figura 4.4 – Percentagem de usuários interrompidos para os dois algoritmos propostos para MF e DEC. No detalhe, ampliação para a probabilidade de interrupção para Descorrelacionador.

Adicionalmente, a proximidade de desempenho entre o Algoritmo 2 e o problema definido na Equação (3.13) para o MF se deve ao critério de taxa mínima adotado, que requer uma baixa eficiência espectral ($\zeta_k = 0,5$). Espera-se que com a adoção de taxas mínimas superiores, a probabilidade de interrupção de serviço seja aumentada e o desempenho obtido em todas as figuras de mérito se aproxime ao obtido com o Algoritmo 1.

4.2.2 Cenário 2

Para corroborar a maior eficiência do Descorrelacionador e o impacto da mitigação da MAI na eficiência energética, as quatro figuras de mérito anteriores são ressimuladas para o cenário 2, com $K \in \{3; 63\}$, sendo utilizado somente o Descorrelacionador. As quatro figuras de mérito consideradas neste trabalho são apresentadas nas Figuras 4.5, 4.6, 4.7 e 4.8. Tendo em vista identificar os limites de desempenho impostos ao Algoritmo 2, Algoritmo 1 e pelo problema formulado na Equação (3.13), foram adotadas duas taxas mínimas distintas: $R_{k,\min} = 50$ kbps e $R_{k,\min} = 1$ Mbps.

As Figuras 4.5 e 4.6 mostram o somatório de taxa e potência obtidos, respectivamente; novamente, o Algoritmo 1 apresenta o melhor resultado em termos de minimização de potência. No entanto, a

diferença perceptível de desempenho em relação ao cenário visto anteriormente (cenário 1, baixo carregamento) ocorre quando $\mathcal{L} \rightarrow 1$. Nesta condição, o Algoritmo 1 apresenta somatório de taxa mais elevado que o Algoritmo 2, dado que o filtro do Descorrelacionador depende da correlação das sequências de espalhamento (lembrando que adotam-se sequências PN). Esta tendência se manifesta a partir de $K = 51$ usuários ($\mathcal{L} \approx 0,81$), porém a diferença é ainda insignificante (da ordem dezenas de kilobits por segundo), se manifestando efetivamente quando $K \geq 60$ usuários ($\mathcal{L} \geq 0,95$). Tal fato ocorre porque a média da MAI residual (dado pelo termo I_k do denominador da Equação (2.6)) cresce e limita a SINR máxima alcançável. Como o Algoritmo 1 é mais propenso a causar interrupção de serviço do que o Algoritmo 2 (conforme discutido mais adiante, Figura 4.8), a MAI residual é reduzida e o equilíbrio ocorre em uma SINR mais elevada (vide Figura 3.3). Por este mesmo motivo, quando $R_{k,\min} = 1$ Mbps o desempenho do Algoritmo 2 se aproxima do obtido pelo Algoritmo 1; já na condição $R_{k,\min} = 50$ kbps o desempenho tende ao obtido pelo modelo descrito na Equação (3.13).

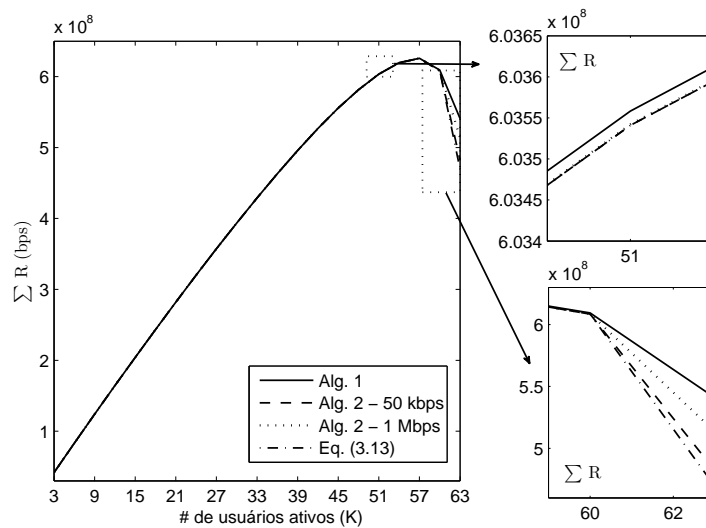


Figura 4.5 – Somatório de taxa para os dois algoritmos propostos utilizando Descorrelacionador. À direita, ampliação do ponto $K = 51$ (acima) e $K \in [59; 63]$ (abaixo).

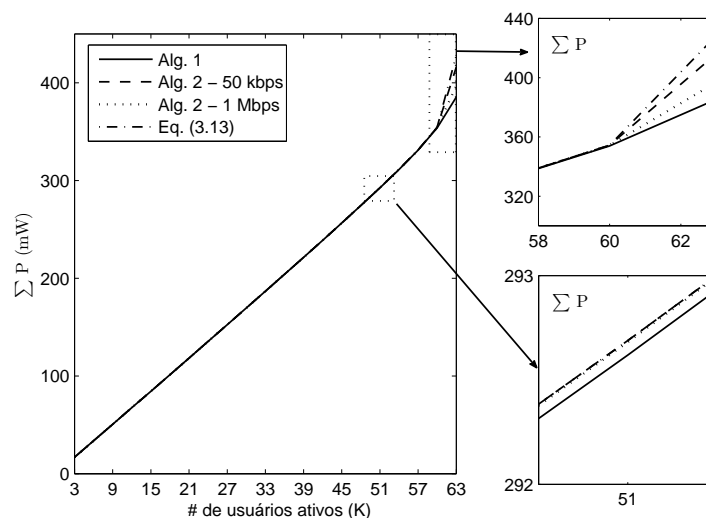


Figura 4.6 – Somatório de potência para os dois algoritmos propostos utilizando Descorrelacionador. À direita, ampliação do ponto $K = 51$ (abaixo) e $K \in [59; 63]$ (acima).

Em termos de eficiência energética, a Figura 4.7 mostra que todos os algoritmos apresentam

pequena redução em termos de EE quando o carregamento do sistema cresce, tornando-se acentuada à medida que $\mathcal{L} \rightarrow 1$. Já no cenário baixo carregamento, (cenário 1) praticamente não há diferença de desempenho, conforme destacado na Figura 4.3. Em resumo, como esperado, o Algoritmo 1 apresenta a maior EE, e mesmo em carregamento total ($\mathcal{L} = 1$), o filtro Descorrelacionador é mais eficiente do que os sistemas baseados em MF, não importando qual algoritmo seja adotado. Novamente, percebe-se que quando $R_{k,\min} = 1$ Mbps o desempenho obtido pelo Algoritmo 2 aproxima-se da eficiência energética alcançada pelo Algoritmo 1, enquanto que para $R_{k,\min} = 50$ kbps a EE tende à obtida pela abordagem baseada na Equação (3.13).

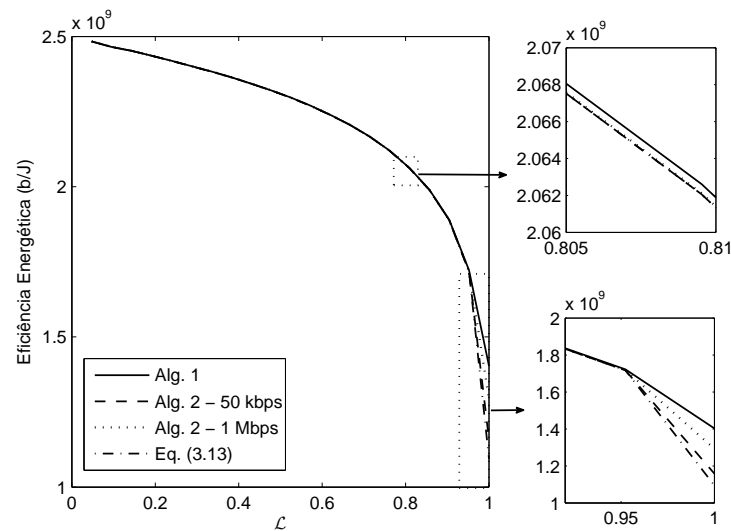


Figura 4.7 – Eficiência energética em relação ao carregamento do sistema para os dois algoritmos propostos, utilizando filtro DEC. À direita, ampliação para $\mathcal{L} \in [0,805;0,81]$, equivalente a $K = 51$ (acima) e $\mathcal{L} \in [0,93;1]$ (acima).

Finalmente, a Figura 4.8 traz a percentagem de usuários interrompidos conforme o carregamento do sistema cresce sob o cenário 2. Como pôde ser visto na Figura 4.4, com o emprego do filtro DEC os algoritmos apresentavam taxas de interrupção nulas em cenário de baixa MAI ($\mathcal{L} \leq 0,25$). Já em cenário de alto carregamento, o sistema equipado com Descorrelacionador atinge valores de probabilidade de interrupção de serviço muito inferiores aos obtidos com MF (quando comparados os mesmos algoritmos), mesmo com carregamento várias vezes superior. Por exemplo, enquanto o sistema baseado em MF utilizando o Algoritmo 1 apresenta em média 8,56 usuários interrompidos em 15 ativos, o mesmo sistema baseado em filtro DEC interrompe, em média, o serviço de 0,375 usuários em 63 ativos. Considerando a utilização do Algoritmo 2, o sistema baseado em MF interrompe 1,91 usuários em 15 ativos, enquanto que utilizando-se Descorrelacionador, menos de 0,4 usuários a cada 63 ativos são interrompidos, mesmo utilizando restrição de taxa mais elevada ($R_{k,\min} = 1$ Mbps). Estes resultados demonstram o impacto da MAI na eficiência energética e também a robustez dos detectores multiusuários ao efeito da MAI.

Por fim, conforme pode ser corroborado pelas Figuras 4.4 e 4.8, o Algoritmo 1 em sistema equipado tanto com detector MF quanto com detector multiusuário DEC é menos eficiente em termos de probabilidade de interrupção em relação ao Algoritmo 2, considerando uma ampla faixa de taxa mínima a ser atendida.

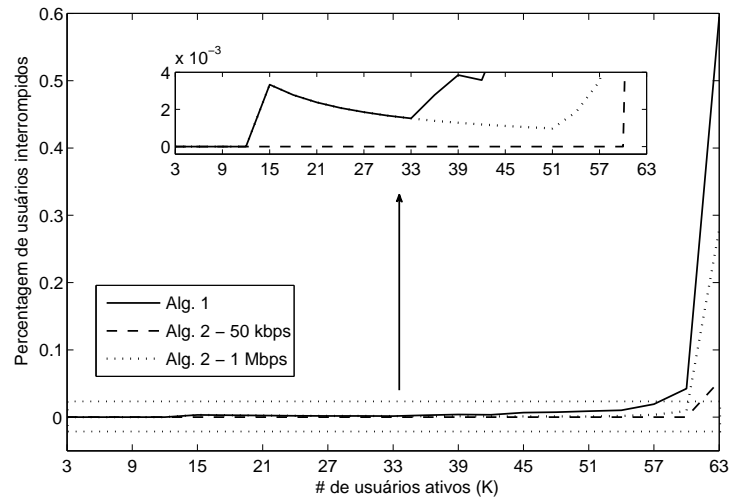


Figura 4.8 – Percentagem de usuários interrompidos para os dois algoritmos propostos utilizando Descorrelacionador. No detalhe, ampliação do intervalo de baixa percentagem de interrupção.

4.3 CONCLUSÕES DA PARTE I

- Compromisso EE-SE é suscetível à potência da MAI: Quanto menos robusto o sistema for em relação à MAI, menor será o *gap* entre as eficiências energética e espectral;
- Melhor compromisso EE-SE: considerando a utilização do detector baseado em MF, o melhor compromisso EE-SE é dado pela escolha da máxima eficiência energética, dado que a MAI limita de maneira mais severa a eficiência espectral. Em relação ao detector multiusuário Descorrelacionador, o compromisso não pôde ser determinado da mesma maneira, sendo necessário o estudo de outras técnicas para a escolha do melhor compromisso;
- Efeitos da MAI no equilíbrio: Conforme a MAI aumenta, o ponto de máxima EE ($\gamma_{k,EE}^*$) tende a ser reduzido, apresentando comportamento assintótico quando $\tilde{I}_k \rightarrow \infty$. Além disso, a MAI reduz a EE do sistema, dado que é necessário alocar mais potência para obter a mesma SINR;
- Algoritmos propostos (métricas somatórios de taxa e potência): para MF, os algoritmos propostos apresentam menor somatório de taxa em relação ao modelo difundido na literatura[9, 10, 12], porém apresentam melhores resultados em termos de minimização do somatório de potência, com o Algoritmo 1 apresentando o melhor desempenho neste quesito. Já para o detector MuD Descorrelacionador, em cenários de alto carregamento o Algoritmo 1 apresenta os melhores resultados tanto em termos de taxa quanto de potência;
- Algoritmos propostos (métrica EE): Ambos apresentam maior eficiência energética em relação ao algoritmo comumente empregado na literatura, sendo o Algoritmo 1 o mais eficiente em termos de EE. Ainda em termos de EE, o Algoritmo 2 é limitado superiormente pelo Algoritmo 1 (quando $R_{k,\min} \rightarrow \infty$) e inferiormente pelo algoritmo clássico da literatura (quando $R_{k,\min} \rightarrow 0$);
- Algoritmos propostos (métrica interrupção de serviço): Enquanto o algoritmo da literatura não prevê interrupção, o algoritmo 2 apresenta resultados superiores ao Algoritmo 1, principalmente quando da

utilização do MF, dado sua limitação em termos de MAI;

- Otimização de filtro: Dado que a MAI impacta substancialmente a eficiência energética e o compromisso EE-SE, a utilização de esquemas de detecção multiusuário se mostrou de grande valia tanto na maximização da EE quanto na otimização das demais figuras de mérito consideradas neste trabalho, i.e. somatórios de taxa e potência além de percentagem de interrupção de serviço.

Parte II

REDES COOPERATIVAS PARA MAXIMIZAÇÃO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

5 REDES COOPERATIVAS E MODELO DE SISTEMA

Conforme descrito na Seção 4.2, a interferência de múltiplo acesso (MAI) é um fator limitante tanto em termos de eficiência energética (EE) como espectral (SE). Em relação à EE, esta limitação não se dá somente na utilidade atingida no ponto de máxima EE, mas também tende a impossibilitar que determinados usuários sejam capazes de atingir este ponto de ótimo, conforme demonstrado com a taxa de interrupção de serviço do Algoritmo 1. Este problema é evidenciado principalmente nos terminais móveis (MTs) localizados na borda da célula [16], dado o componente de perda de percurso (*path-loss*). Como este é polinomial em relação à distância, os usuários mais distantes da estação rádio-base (BS) dispõem elevados níveis de energia tão somente para compensar este termo, impossibilitando a compensação da MAI por falta de recursos. Se considerado um ambiente multi-celular, a necessidade destes MTs em alocar potência mais elevada incorre também no aumento da interferência inter-celular, que por sua vez implica em gastos com potência de transmissão ainda mais elevados.

Uma possível solução para este problema se dá pela diminuição da área de cobertura com a instalação de mais BSs, de forma que a distância entre um MT e a BS mais próxima seja reduzida; porém o custo operacional de tal solução (custo de equipamentos, manutenção) pode torná-la pouco prática. Neste contexto, utiliza-se o paradigma de redes cooperativas: com a instalação de estações retransmissoras (RSs) em posições estratégicas na célula, é possível melhorar o desempenho do sistema como um todo em termos de capacidade e/ou cobertura [13]. Estas RSs possuem funcionalidades simplificadas em relação a uma BS, de modo que seu custo operacional é inferior ao da instalação de novas BSs [47].

A topologia básica de uma rede cooperativa é dada pela Figura 5.1, em que um nó fonte (identificado por 'S') transmite sua informação para um nó destino ('D'). O retransmissor ('R'), ao também receber a informação transmitida pelo nó fonte, encaminha esta informação ao nó destino, efetuando ou não o processo de detecção. Dependendo da qualidade do sinal no caminho S-D e da quantidade de retransmissores, pode ser utilizada alguma técnica de aproveitamento de diversidade, como por exemplo combinação por seleção (SC), combinação de ganhos iguais (EGC) ou combinação de máxima razão (MRC).

A discussão acerca das técnicas de implantação de redes cooperativas é abordada na seção seguinte, juntamente com a análise dos padrões de rede 4G, WiMAX e LTE-Advanced (LTE-A).

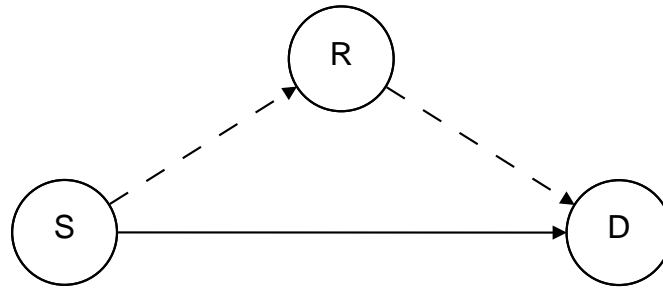


Figura 5.1 – Topologia básica de uma rede cooperativa.

5.1 QUESTÕES TÉCNICAS E PADRÕES 4G

Esta seção tem por objetivo a descrição das características de implantação das estações retransmissoras e como estas são discutidas e implementadas nos padrões de redes 4G, porém não tem como objetivo definir o modelo de sistema que será utilizado. A descrição sobre o modelo de sistema é realizada na Seção 5.2 a partir dos conceitos definidos nesta seção.

A implementação das estações retransmissoras pode ser feita de duas maneiras distintas:

- a) com equipamentos dedicados, que são parte da infraestrutura da célula, denominadas RSs fixas (FRSs) ou
- b) habilitando os usuários móveis a retransmitir o sinal de outros usuários, explorando a maior quantidade e posicionamento aleatório destes terminais, conhecidas como RSs móveis (MRSs). As principais vantagens na utilização de RSs fixas são:

- Posicionamento dos equipamentos em áreas estratégicas, de modo a aumentar a vazão do sistema e/ou cobertura por meio da redução do tamanho da célula principal, utilizando de equipamentos com custos inferiores ao de BS completa;
- Emprego de técnicas de múltiplas antenas;
- Suprimento de energia, já que os equipamentos fixos podem ser conectados à infraestrutura energética da célula.

A utilização de RSs móveis, dada sua quantidade e posicionamento aleatórios, propicia maior diversidade, porém em [13] afirma-se que limitações em tamanho (para aproveitamento de múltiplas antenas), potência (dada alimentação por bateria), capacidade de processamento e principalmente a divisão dos recursos para transmissão e retransmissão torna essa estratégia menos prática que a abordagem fixa.

Acerca do esquema de retransmissão, existem duas possibilidades: os protocolos não-regenerativos e os regenerativos. A primeira classe se refere aos protocolos que meramente retransmitem o sinal recebido após um processo de amplificação, sem efetuar detecção, cujo exemplo mais conhecido é o protocolo Amplifica e Transmite (AF). Apesar da baixa complexidade computacional e do melhor aproveitamento da diversidade espacial [48], a grande desvantagem deste método está na amplificação de ruído e propagação de possíveis sinais interferentes, dado que o processo de detecção não é executado.

Em relação aos protocolos regenerativos, antes do processo de retransmissão ocorre o processo de estimação/detecção/decodificação da informação transmitida, o que torna possível remover ruído de

fundo e sinais interferentes ao custo da complexidade computacional e *delay* destes processos. Além disso, torna-se possível inserir codificação no sinal retransmitido ou mesmo alterar a ordem de modulação, flexibilizando o processo de retransmissão. As principais desvantagens desta classe são a possibilidade de propagação de erro de detecção, principalmente quando a qualidade do sinal é baixa, o *delay* inserido devido à necessidade de receber todo o pacote antes da detecção e pelo próprio processo de detecção e retransmissão e o custo do processo de detecção, tanto em termos computacionais quanto energéticos.

A escolha de qual protocolo a ser empregado depende das características do sistema adotado. Considerando padrões para sistemas 4G (WiMAX 802.16m e LTE-Advanced *release* 11), o emprego da técnica de Modulação e Codificação Adaptativa (AMC) impossibilita que protocolos não-regenerativos sejam utilizados. Dado que a função desta técnica é adaptar a transmissão às condições de canal, protocolos do tipo não-regenerativo impediriam que a configuração utilizada no trecho MT-RS fosse alterada para o trecho RS-BS [49]. Além deste fato, algumas técnicas de cancelamento de interferência não podem ser aplicadas com protocolos do tipo AF, por exemplo. Assim, os padrões mais recentes para WiMAX e LTE-A adotam apenas protocolos regenerativos, como por exemplo o protocolo Decodifica e Transmite (DF). Já em casos como o CDMA, o processo de detecção pode ser altamente custoso, dependendo do método empregado, o que justifica a utilização de protocolos não-regenerativos.

Considerando o padrão LTE-A, existem três classificações para a implementação de *relays*, dependendo do nível em que ocorre o processo de retransmissão [49]:

- *Layer 1*: retransmissão no nível de rádio-frequência, implementado apenas por protocolos não-regenerativos;
- *Layer 2*: retransmissão no nível da camada física, utilizando protocolos regenerativos;
- *Layer 3*: retransmissão no nível da sub-camada MAC, por meio de protocolos regenerativos. Esta abordagem torna possível que uma RS atue como uma BS simplificada, controlando a célula sob sua cobertura.

Conforme citado, como o LTE-A não implementa protocolos não-regenerativos, apenas retransmissores *Layer 2* e *Layer 3* são considerados no padrão, e reconhecidos como Tipo 2 (*Type 2*) e Tipo 1 (*Type 1*), respectivamente [49].

Existem dois métodos definidos para o controle da célula coberta por RSs para LTE-A e WiMAX 802.16j: *relay* não-transparente e *relay* transparente [50, 51]. No modo transparente, um MT associado a uma RS está localizado na área de cobertura da BS, e as mensagens de controle desta chegam diretamente aos usuários, ao passo que o tráfego de dados é retransmitido utilizando a RS, incorrendo na separação entre tráfego de controle e tráfego de dados. Por consequência, a alocação de recursos é feita de maneira centralizada, com a BS sendo responsável por coordenar e alocar os recursos de rádio tanto para MTs quanto para RSs, distribuindo mensagens de controle e controlando as requisições de acesso. Às estações RSs, resta apenas a tarefa de retransmitir a informação dos MTs para a BS e vice-versa. A operação em modo transparente é utilizada principalmente para aumento de vazão, principalmente utilizando técnicas de aproveitamento de diversidade [52]. Por outro lado, retransmissores do tipo não-transparente podem auxiliar MTs que estejam fora da área de cobertura da BS. Neste caso, a RS não-transparente é responsável por

transmitir as mensagens de controle entre BS e MT, além do próprio tráfego de dados, sendo em geral utilizado para extensão de cobertura [52].

Finalmente, discute-se o método de duplexação para as RSs. Dado que é impraticável que um retransmissor receba e transmita na mesma frequência ao mesmo tempo, já que geraria interferência em si mesmo, é necessário separar os *links* entre MT-RS e RS-BS. Esta separação pode ser feita nas dimensões de tempo, frequência ou espacial, através de uma das seguintes técnicas [53]:

- Retransmissão *In-band*: O mesmo canal RF é utilizado para os canais MT-RS e RS-BS, com divisão dos recursos. Esta divisão pode ser feita em tempo (TDD), frequência (FDD) ou separação espacial suficientemente grande entre as antenas dos *links*;
- Retransmissão *Out-of-band*: As estações retransmissoras empregam diferentes canais RF para cada *link* (ou então o mesmo canal, porém com divisão fixa de recursos).

Considerando novamente o padrão LTE-A, existem três possibilidades de duplexação previstas para *relays* Tipo 1: a) retransmissão *out-of-band* com um segundo canal RF; b) retransmissão *in-band* empregando TDD (*half-duplex in-band*); ou c) separação espacial (*full-duplex in-band*). Já para o *relay* Tipo 2, apenas o modo *in-band* TDD é considerado. Em relação ao padrão WiMAX 802.16m, em [24] discute-se retransmissão *in-band* utilizando TDD ou *out-band* com dois canais RF.¹

5.2 MODELO DE SISTEMA EM REDES COOPERATIVAS

A partir dos conceitos listados na seção anterior, define-se o modelo de sistema DS-CDMA cooperativo e as expressões de SINR para os diversos usuários. Dado que o sistema DS-CDMA apresenta diferenças em relação aos sistemas empregados para WiMAX e LTE-Advanced (OFDMA), algumas das definições tendem a não seguir os modelos mais difundidos para 4G.

5.2.1 Topologia dos Retransmissores

Considera-se neste trabalho o *uplink* de um sistema DS-CDMA síncrono, com sequências de espalhamento do tipo pseudo-aleatórias (PN) de tamanho N , com K usuários distribuídos uniformemente em uma macro-célula de raio r_o [km]. Escolhem-se RSs fixas que implementam o protocolo Amplifica e Transmite (AF) e estão distribuídas de maneira uniforme em uma circunferência de raio r_i centrada na BS. O conjunto de todos os retransmissores é dado por $\mathcal{R} = \{R_1, R_2, \dots, R_{N_{RS}}\}$, onde N_{RS} denota o número de RSs. A seleção de *relays* é simplificada de forma que os usuários escolhem o retransmissor mais próximo de si (utilizando distância euclidiana), e os usuários internos à circunferência de distribuição dos *relays* transmitem diretamente à BS. Considera-se também que apenas o sinal MT-RS-BS é utilizado no processo de detecção (sem aproveitamento de diversidade).

¹No padrão WiMAX, a retransmissão *in-band* por TDD é denominada retransmissão com Transmissão e Recepção por Divisão de Tempo (TTR – *time-division transmit and receive*) e a retransmissão *out-band* como retransmissão com Transmissão e Recepção Simultânea (STR – *simultaneous transmit and receive*).

Em relação ao método de duplexação, considera-se um sistema *out-of-band* com duas frequências de portadora diferentes e sem sobreposição, de modo que os *links* MT-RS e MT-BS operam na banda F_1 , enquanto os *links* RS-BS operam na banda F_2 . Deste modo, todos os MTs utilizam a mesma banda F_1 , evitando mudanças de frequência de operação devido à localização geográfica, enquanto as RSs utilizam a banda F_2 para se comunicar com a BS, evitando a interferência nos (e também dos) MTs. Além disso, este modelo possibilita a manutenção da infraestrutura original, incluindo a setorização clássica com $N_\delta = 3$ setores, enquanto o equipamento para a banda F_2 pode ser adaptado de forma que existam N_{RS} setores e os retransmissores não interfiram entre si. A Figura 5.2 demonstra a topologia adotada para a macro-célula cooperativa.

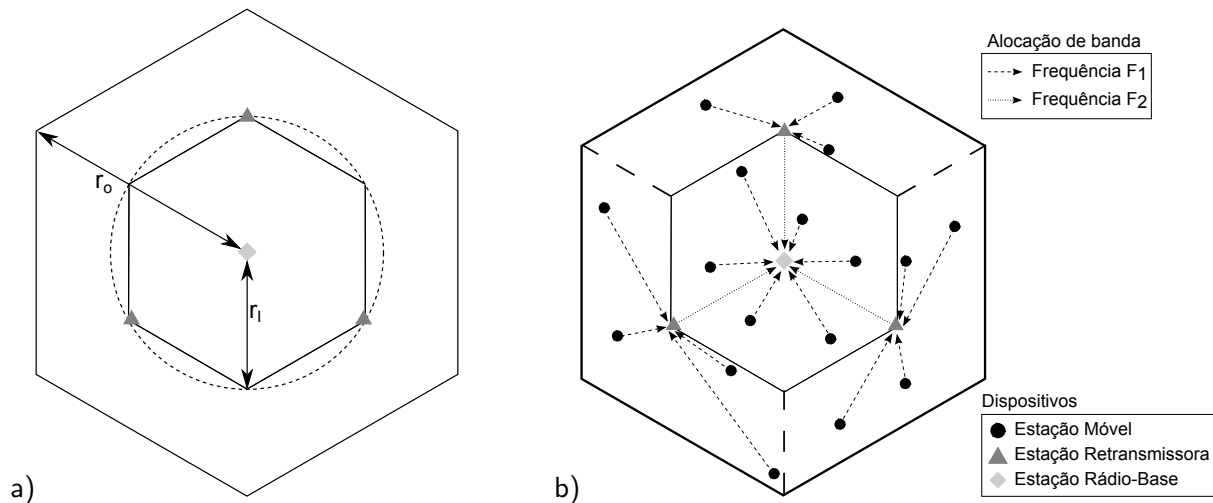


Figura 5.2 – Estrutura de célula com a) raios r_1 e r_0 e b) frequências de portadora para bandas F_1 e F_2 para o modelo de sistema com *relays* fixos considerado neste trabalho.

A duplexação baseada em retransmissão *out-of-band* é utilizada para reduzir a interferência de múltiplo acesso. Conforme demonstrado nas seções anteriores, a EE em sistemas CDMA é severamente limitada pelo nível de interferência, então mover a interferência gerada pelas RSs para uma segunda banda tende a reduzir a MAI do sistema, possibilitando resultados superiores em termos de EE. Como consequência da escolha do protocolo AF, utiliza-se controle de célula transparente.

Com a escolha de retransmissores fixos, é possível posicioná-los de maneira estratégica na célula. Assim, assume-se que as RSs estão instaladas em locais elevados, como por exemplos postes de luz e topo de prédios, de forma que seja possível atingir linha de visada (LoS) em relação à BS, reduzindo assim a atenuação devido à perda de percurso [54, 55]. Além disso, este posicionamento permite adotar desvanecimento com distribuição Rice no trecho RS-BS, enquanto os demais *links* estão sujeitos a desvanecimento Rayleigh sem linha de visada (NLoS) [56, 57]. Em condições de desvanecimento Rice-Rayleigh, k é definido como a razão entre o componente LoS e o somatório dos componentes NLoS, de forma que quanto maior for o fator k , maior é a participação do componente LoS no sinal recebido².

Em relação à alocação de potência no sistema proposto, um dos principais problemas é o efeito perto-longe (*near-far*), dado que usuários próximos às RSs, porém posicionados na área de transmissão

²É amplamente reconhecido que o fator k afeta significativamente o desempenho em termos de probabilidade de interrupção de serviço (*outage*), sendo que a Pr_{out} decai rapidamente enquanto o fator k cresce. Em particular, o desvanecimento Rice reduz-se ao modelo Rayleigh quando $k \rightarrow 0$.

direta, ao tentar alocar potência para transmitir à BS, aumentam drasticamente o nível de interferência se a antena das RSs for omni-direcional. A solução para tal problema é a adoção de antenas direcionais nas estações retransmissoras, de modo que o polígono interno à célula mostrado na Figura 5.2 é formado pelo ângulo de cobertura das RSs. Como pode ser visto na mesma figura, algumas áreas da circunferência são cobertas pelos retransmissores, implicando que os usuários destas áreas também são incluídos na região de retransmissão. O polígono formado pela cobertura das RSs possui $n = 2N_{RS}$ lados, e o ângulo de cobertura de cada antena é dado então pelo ângulo externo do polígono, por meio da seguinte relação:

$$\angle_{RS} = 2\pi - \frac{(n-2)\pi}{n} = \frac{N_{RS} + 1}{N_{RS}} \pi. \quad (5.1)$$

5.2.2 SINR para CDMA Cooperativo

Para descrever as expressões de SINR para o *uplink* do sistema CDMA com *relays* fixos, deve-se considerar que existem dois tipos de MTs: os que se comunicam diretamente com a BS, utilizando-se de apenas um salto (*1-hop*) no processo de comunicação, e os que se comunicam com a BS utilizando as FRSs, por meio de dois saltos (*2-hops*). Começando pelos usuários de um salto, definem-se conjuntos de usuários para facilitar o cômputo da SINR. O primeiro destes conjuntos se refere aos usuários que estão na zona de cobertura direta e são cobertos pela antena diretiva do j -ésimo setor da BS, denotado por $K_{D,j}$ (área sombreada escura na Figura 5.3). O segundo conjunto se refere a usuários que estão na área de cobertura dos retransmissores e são também cobertos pela antena do j -ésimo setor, dada a utilização da banda F_1 para transmissão, denotado por $K_{R,j} = K_{BS,j} \setminus K_{D,j}$, onde $K_{BS,j}$ é o conjunto de usuários cobertos pela antena do j -ésimo setor da BS. Com base nestes conjuntos, o sinal em banda-base recebido pela j -ésima antena é dado por

$$\mathbf{y}_j^{1H} = \sum_{k \in K} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_k \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\eta}_{BS_j} = \sum_{k \in K_{D,j}} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_k \mathbf{s}_k + \sum_{\ell \in K_{R,j}} \sqrt{p_\ell} x_\ell \mathbf{h}_\ell \mathbf{s}_\ell + \boldsymbol{\eta}_{BS_j}, \quad (5.2)$$

com p_k sendo a potência transmitida pelo k -ésimo usuário; x_k é o símbolo de informação modulado; \mathbf{s}_k é a sequência de espalhamento que identifica o k -ésimo usuário, com comprimento N ; N é o ganho de processamento; \mathbf{h}_k representa o ganho complexo de canal, incluindo efeitos de perda de percurso, sombreamento e desvanecimento multiplicativo; e $\boldsymbol{\eta}_{BS_j}$ é o ruído aditivo de fundo inserido pela antena do j -ésimo setor, modelado por uma distribuição Gaussiana $\sim \mathcal{N}(0, \sigma^2)$. Sem perda de generalidade, assume-se que $\mathbb{E}[|x_k|^2] = 1$.

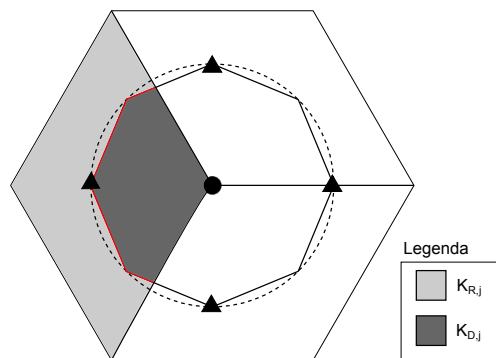


Figura 5.3 – Representação dos conjuntos $K_{D,j}$ (usuários de um salto, área listrada) e $K_{R,j}$ (usuários de dois saltos cobertos pelo j -ésimo setor, área com pontos).

A partir da Equação (5.2), a SINR do k -ésimo usuário de um salto (1H, ou seja, pertencente ao conjunto $K_{D,j}$) é dada por:

$$\gamma_{k,j}^{1H} = \frac{p_k h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\ell \in K_{BS,j}, \ell \neq k} p_\ell h_\ell^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{BS,j}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2} = \frac{p_k h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\underbrace{\sum_{i \in K_{D,j}, i \neq k} p_i h_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_i|^2}_{(I)} + \underbrace{\sum_{\ell \in K_{R,j}} p_\ell h_\ell^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{BS,j}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2}_{(II)}}, \quad (5.3)$$

onde, conforme descrito na Subseção 2.1.1, \mathbf{d}_k refere-se ao filtro de detecção para o k -ésimo usuário no receptor da BS; $\sigma_{BS,j}^2$ é a variância do ruído de fundo na entrada do receptor da BS; e $h_k^2 = |\mathbf{h}_k|^2$ é referente ao ganho de potência do canal.

Percebe-se que o termo (I) da Equação (5.3) indica o nível de interferência dos usuários inseridos na área de um salto, enquanto o termo (II) indica a interferência gerada por usuários de dois saltos, que não pode ser descartada dada a utilização da mesmo canal para transmissão por parte dos MTs. De modo a tornar a notação mais compacta, reescreve-se Equação (5.3) como

$$\gamma_{k,j}^{1H} = \gamma_k^{1H} = p_k \Gamma_k^{1H}, \quad \text{com} \quad \Gamma_k^{1H} = \frac{h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\ell \in K_{BS,j}, \ell \neq k} p_\ell h_\ell^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{BS,j}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2} = \frac{h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\mathcal{I}_k^{1H}}, \quad (5.4)$$

onde o termo Γ_k^{1H} refere-se ao ganho de canal normalizado pelo nível de interferência mais ruído, \mathcal{I}_k^{1H} . Assim como feito na Parte I, esta notação será utilizada nas demais expressões de SINR desenvolvidas neste capítulo.

Visando descrever a expressão de SINR para os usuários que utilizam dois saltos (2H), faz-se necessário definir outros conjuntos de usuários. O primeiro desses conjuntos se refere aos usuários que estão na área de interesse do i -ésimo *relay* R_i , sendo identificado por K_{R_i} e equivalente à área sombreada clara na Figura 5.4.b; neste conjunto, estão os usuários para os quais o i -ésimo retransmissor foi alocado. O segundo conjunto se refere aos usuários que estão na área de cobertura da i -ésima RS, sendo denotados por $K_{R_i}^C$, de forma que $K_{R_i} \subset K_{R_i}^C$. A partir destes dois conjuntos, define-se o conjunto de usuários que são cobertos pelo i -ésimo retransmissor porém estão alocados ao q -ésimo retransmissor, i.e., usuários que interferem na cobertura de determinada RS, denotados por $K_{R_i}^{\text{int}} = K_{R_i}^C \setminus K_{R_i}$, mostrados com efeito de gradiente na Figura 5.4.a. Estes mesmos conjuntos podem ser vistos na Figura 5.4.b em relação à i -ésima RS (em vermelho).

Com a definição destes conjuntos, o sinal em banda-base recebido pela i -ésima RS pode ser escrito, seguindo o definido para Equação (5.2), como

$$\mathbf{y}_{R_i} = \sum_{k \in K_{R_i}^C} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_{k,i} \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\eta}_{R_i} = \sum_{k \in K_{R_i}} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_{k,i} \mathbf{s}_k + \sum_{\ell \in K_{R_i}^{\text{int}}} \sqrt{p_\ell} x_\ell \mathbf{h}_{\ell,i} \mathbf{s}_\ell + \boldsymbol{\eta}_{R_i}, \quad (5.5)$$

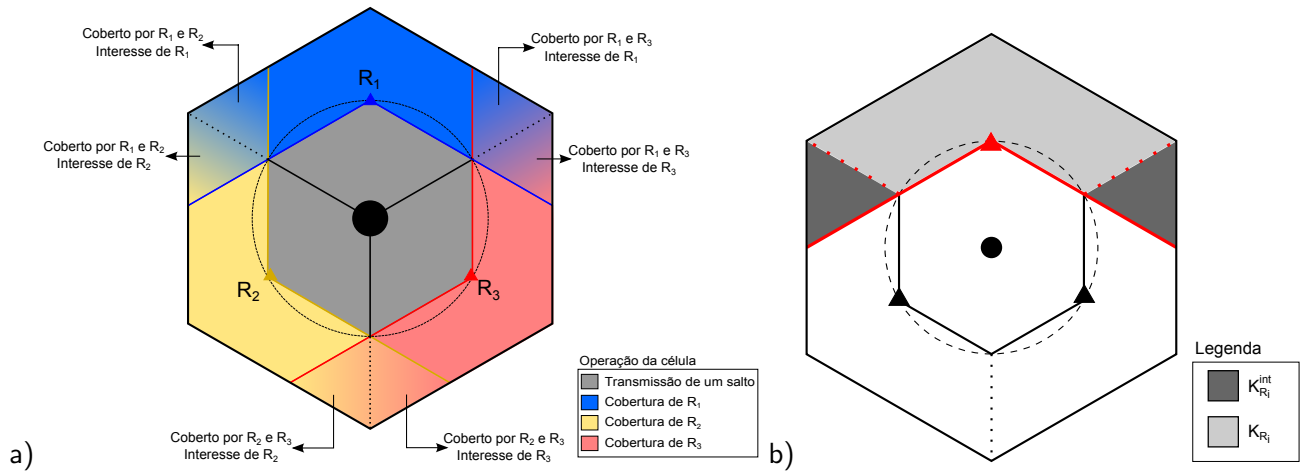


Figura 5.4 – Modelo de cobertura da macro-célula, com 3 RSs e setorização de 120° na BS, enfatizando a) as áreas relacionadas aos conjuntos $K_{r_1}^{int}$, $K_{r_2}^{int}$ e $K_{r_3}^{int}$ e b) os conjuntos K_{R_i} e $K_{r_i}^{int}$.

e a SINR correspondente para o k -ésimo usuário de dois saltos pertencente ao conjunto K_{R_i} é dada por:

$$\begin{aligned} \gamma_{k,R_i} &= \frac{p_k h_{k,i}^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\ell \neq k} p_\ell h_{\ell,i}^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{R_i}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2} \\ &= \frac{p_k h_{k,i}^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\underbrace{\sum_{i \in K_{R_i}} p_i h_{i,i}^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_i|^2}_{(I)} + \underbrace{\sum_{\ell \in K_{R_i}^{int}} p_\ell h_{\ell,i}^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{R_i}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2}_{(II)}} = p_k \Gamma_{k,R_i} = \frac{p_k h_{k,i}^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\mathcal{I}_{k,R_i}}, \end{aligned} \quad (5.6)$$

onde o termo (I) corresponde à MAI gerada pelos usuários aos quais o i -ésimo *relay* é alocado; o termo (II) se refere aos usuários interferentes em relação ao i -ésimo retransmissor (ou seja, alocados a outra RS); $h_{k,i}^2$ é o ganho em potência do canal entre o k -ésimo MT e a i -ésima RS; $\sigma_{R_i}^2$ é a variância do ruído de fundo à entrada da i -ésima RS; e \mathbf{d}_k é o filtro de detecção do k -ésimo usuário aplicado pela i -ésima RS, caso um protocolo regenerativo seja empregado. Dado que as RSs implementam o protocolo AF, a expressão de SINR apresentada em Equação (5.6) se torna apenas uma aproximação da SINR atingida após o segundo salto³, sendo utilizada apenas para quantificar o nível de interferência na i -ésima RS.

Considerando que não existe interferência no caminho RS-BS, o sinal retransmitido pela i -ésima RS e detectado pela j -ésima antena diretiva da BS, operando na banda F_2 , é dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{R_i,j}^{2H} &= \frac{\sqrt{P_{R_i}}}{\sqrt{P_i}} \left[\sum_{k \in K_{R_i}^c} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_{k,i} \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\eta}_{R_i} \right] \mathbf{g}_i + \boldsymbol{\eta}_{BS,j} \\ &= \sqrt{\frac{P_{R_i}}{P_i}} \left[\sum_{k \in K_{R_i}} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_{k,i} \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\eta}_{R_i} + \sum_{\ell \in K_{R_i}^{int}} \sqrt{p_\ell} x_\ell \mathbf{h}_{\ell,i} \mathbf{s}_\ell \right] \mathbf{g}_i + \boldsymbol{\eta}_{BS,j}, \end{aligned} \quad (5.7)$$

onde \mathbf{g}_i é o ganho complexo de canal com LoS no caminho RS-BS, incluindo os efeitos de sombreamento, perda de percurso e desvanecimento multiplicativo. Deste modo, a SINR para o k -ésimo usuário retransmitido

³Esta aproximação é também um limitante superior da SINR atingida no caminho MT-RS-BS, dado que insere-se mais um termo de ruído de fundo no caminho RS-BS.

é dado por

$$\gamma_{k,R_i,j}^{2H} = \frac{P_{R_i} p_k h_{k,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sigma_{BS_j}^2 P_i \|\mathbf{d}_k\|^2 + P_{R_i} g_i^2 \sigma_{R_i}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2 + P_{R_i} \sum_{\ell \in K_{R_i}^C, \ell \neq k} p_\ell h_{\ell,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2} \quad (5.8)$$

$$= \frac{P_{R_i} p_k h_{k,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\underbrace{\sigma_{BS_j}^2 P_i \|\mathbf{d}_k\|^2}_{(I)} + \underbrace{P_{R_i} g_i^2 \sigma_{R_i}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2}_{(II)} + \underbrace{P_{R_i} \sum_{\ell \in K_{R_i}^C, \ell \neq k} p_\ell h_{\ell,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2}_{(III)} + \underbrace{P_{R_i} \sum_{i \in K_{R_i}^{int}} p_i h_{i,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_i|^2}_{(IV)}} \quad (5.9)$$

com $g_i^2 = |\mathbf{g}_i|^2$ sendo o ganho em potência do canal RS-BS. O termo (I) é referente ao ruído de fundo inserido à entrada da j -ésima antena diretiva da BS; (II) equivale ao ruído de fundo da i -ésima RS amplificado; (III) é dado pela MAI dos usuários alocados à i -ésima RS; e (IV) descreve a MAI gerada por usuários que são cobertos pela i -ésima RS porém alocados a outro q -ésimo retransmissor. Finalmente, $\sqrt{P_i}$ se refere à normalização do sinal introduzida pela i -ésima RS, enquanto a razão $\sqrt{\frac{P_{R_i}}{P_i}}$ equivale ao ganho de amplitude introduzido pela i -ésima RS.

Ressalte-se o caráter meramente de retransmissão do sinal recebido desempenhado pelas RSs, dado a inexistência de processamento de sinais mais elaborados, por exemplo, cancelamento de interferência. Para obter uma notação mais compacta, a Equação (5.8) pode ser reescrita como

$$\gamma_{k,R_i,j}^{2H} = \gamma_k^{2H} = p_k \Gamma_k^{2H}, \quad \text{onde} \quad \Gamma_k^{2H} = \frac{P_{R_i} h_{k,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sigma_{BS_j}^2 P_i \|\mathbf{d}_k\|^2 + P_{R_i} g_i^2 \sigma_{R_i}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2 + P_{R_i} \sum_{\ell \in K_{R_i}^C, \ell \neq k} p_\ell h_{\ell,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2} = \frac{P_{R_i} h_{k,i}^2 g_i^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\mathcal{I}_k^{2H}}. \quad (5.10)$$

O termo de normalização utilizado pelo protocolo AF é dado, então, por [46]

$$\sqrt{P_i} = \sqrt{\mathbb{E}[\|\mathbf{y}_{R_i}\|^2]}, \quad (5.11)$$

com $\mathbb{E}[\cdot]$ sendo o operador de esperança estatística; $\|\cdot\|^2$ é a norma euclidiana; e P_i equivale à soma da potência de todos os usuários cobertos pela i -ésima RS mais o ruído de fundo neste dispositivo, resultando em

$$P_i = \sum_{k \in K_{R_i}^C} p_k h_{k,i}^2 + \sigma_i^2 N = \underbrace{\sum_{k \in K_{R_i}} p_k h_{k,i}^2}_{(I)} + \underbrace{\sum_{j \in K_{R_i}^{int}} p_j h_{j,i}^2}_{(II)} + \underbrace{\sigma_i^2 N}_{(III)}, \quad (5.12)$$

onde o termo (I) se refere à potência recebida dos usuários cobertos pela i -ésima RS; (II) equivale à potência recebida pela i -ésima RS de usuários alocados para outra q -ésima RS; e (III) se refere à potência do ruído de fundo, que independe do número de usuários cobertos pela RS. A partir deste termo, a potência de retransmissão da i -ésima RS P_{R_i} é definida como a potência necessária para se manter o nível de potência

alocado no trecho MT-RS, resultando em

$$P_{R_i} = \frac{\mathbb{E} [\|\mathbf{y}_{R_i}\|^2]}{g_i^2} = \frac{P_i}{g_i^2} = \underbrace{\sum_{k \in K_{R_i}} \left(\frac{p_k h_{k,i}^2}{g_i^2} \right)}_{(I)} + \underbrace{\sum_{j \in K_{R_i}^{\text{int}}} \left(\frac{p_j h_{j,i}^2}{g_i^2} \right)}_{(II)} + \underbrace{\frac{\sigma_i^2 N}{g_i^2}}_{(III)}, \quad (5.13)$$

onde o termo (I) se refere à potência de transmissão das RSs gasta com os usuários cobertos pela i -ésima RS; (II) equivale à potência gasta pela i -ésima RS com usuários alocados para outra q -ésima RS; e (III) se refere à potência gasta com amplificação do ruído de fundo.

Apesar de manter o nível de potência igual ao alocado no trecho MT-RS, esta abordagem pode se tornar inadequada se a potência do k -ésimo usuário for poucas ordens de magnitude superior à potência do ruído de fundo na BS. Dado que o protocolo AF é incapaz de remover, ou mesmo atenuar, o ruído de fundo e a interferência, a única maneira de obter a mesma SINR nos saltos MT-RS e MT-RS-BS se dá por meio da seguinte relação, obtida ao igualar a Equação (5.6) à Equação (5.8):

$$\frac{\sigma_{\text{BS},j}^2 P_i \|\mathbf{d}_k\|^2}{P_{R_i}} = 0.$$

Dado que $\|\mathbf{d}_k\|^2 \neq 0$ para qualquer usuário e $P_i \neq 0$ para qualquer RS, a única maneira desta equação ser verdadeira seria assumir que a potência do ruído de fundo $\sigma_{\text{BS},j}^2$ fosse nula. Como esta condição é em geral falsa, não é possível obter a SINR do trecho MT-RS ao final do trecho MT-RS-BS, mesmo aumentando a potência de retransmissão P_{R_i} . Apesar deste fato, e uma vez que o problema de maximização de EE tende a elevar as potências de equilíbrio [45], a redução da SINR no segundo salto não afeta substancialmente o desempenho do sistema, uma vez que esta redução torna-se marginal na condição de maior interesse prático de operação do sistema (elevado carregamento), situação em que o nível de potência da MAI tende a ser muito mais elevado que aquele gerado pelo ruído de fundo.

Finalizada a definição do modelo de sistema cooperativo, é necessário modelar o sistema não-cooperativo (nco), que será utilizado para efeitos de comparação das topologias. Em relação ao modelo cooperativo, descarta-se a banda F_2 ; deste modo, toda a comunicação é feita utilizando a banda F_1 . Em relação ao modelo definido no Capítulo 2, a única alteração é a introdução da setorização de 120° . Deste modo, define-se o conjunto K_j^{nco} como todos os usuários cobertos pela antena do j -ésimo setor da BS, com $K_j^{\text{nco}} \cap K_n^{\text{nco}} = \emptyset$ e $j \neq n$, definindo assim o sinal recebido nesta antena como

$$\mathbf{y}_j^{\text{nco}} = \sum_{k \in K_j^{\text{nco}}} \sqrt{p_k} x_k \mathbf{h}_k \mathbf{s}_k + \boldsymbol{\eta}_{\text{BS},j}, \quad (5.14)$$

e a SINR do k -ésimo usuário pertencente ao conjunto K_j^{nco} é equivalente a

$$\gamma_{k,j}^{\text{nco}} = \frac{p_k h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\substack{\ell \neq k \\ \ell \in K_j^{\text{nco}}}} p_\ell h_\ell^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{\text{BS},j}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2}. \quad (5.15)$$

Novamente para simplificar a notação, a Equação (5.15) é reescrita como

$$\gamma_{k,j}^{\text{nco}} = \gamma_k^{\text{nco}} = p_k \Gamma_k^{\text{nco}}, \quad \text{com} \quad \Gamma_k^{\text{nco}} = \frac{h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\sum_{\ell \in K_j^{\text{nco}}, \ell \neq k} p_\ell h_\ell^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_\ell|^2 + \sigma_{\text{BS}_j}^2 \|\mathbf{d}_k\|^2} = \frac{h_k^2 |\mathbf{d}_k^T \mathbf{s}_k|^2}{\mathcal{I}_k^{\text{nco}}}. \quad (5.16)$$

A partir da definição das equações de SINR e do modelo de sistema adotado, discute-se no próximo capítulo o problema de otimização de eficiência energética (EE) para os modos cooperativo e não-cooperativo.

6 MODELAGEM DO PROBLEMA DE OTIMIZAÇÃO

O problema de alocação de recursos proposto neste trabalho envolve a maximização da eficiência energética com a implantação otimizada de estações retransmissoras (RSs) fixas, cujas variáveis incluem o posicionamento, quantidade e potência de transmissão das respectivas FRSs. Propor uma expressão analítica que descreva todos estes efeitos, ou mesmo simular conjuntamente todas as possíveis configurações para essas três variáveis de otimização, envolve elevada complexidade e tempo computacional. Deste modo, busca-se solucionar este problema por meio de dois sub-problemas:

1. Determinar a topologia cooperativa para o qual o consumo de potência é minimizado, considerando as métricas de performance e também custos fixos dos equipamentos inseridos;
2. Aplicar otimização da EE para cada topologia determinada pelo sub-problema anterior.

Antes de definir os componentes do problema de otimização, algumas considerações auxiliam na compreensão dos resultados esperados com a aplicação do primeiro sub-problema. A primeira destas se refere à adição de RSs e seu efeito no consumo do sistema como um todo; Inserir mais RSs incorre na redução da distância média entre os terminais móveis (MTs) e o *relay* mais próximo, diminuindo os efeitos da perda de percurso e possivelmente resultando em economia do recurso potência de transmissão. Porém, como cada RS tem um custo fixo de potência gasto com circuitaria, além do termo de ruído de fundo amplificado presente na Equação (5.13), possivelmente há um ponto no qual a economia gerada com a redução da potência de transmissão dos MTs pode não compensar o gasto operacional gerado pela inserção de uma nova RS, gerando redução em termos de EE.

Outro problema relacionado ao incremento não-otimizado no número de retransmissores se dá pelo crescimento da densidade de usuários interferentes no conjunto de usuários cobertos pela i -ésima RS, $K_{R_i}^C$. Dado que as RSs são posicionadas uniformemente em uma circunferência e o ângulo de cobertura da antena direcional é estritamente decrescente conforme o número de *relays* cresce, o menor ângulo de cobertura é obtido quando $N_{RS} \rightarrow \infty$ na Equação (5.1), resultando no ângulo mínimo $\angle_{\min,RS} = \pi$. Por outro lado, considerando que a área de interesse no esquema cooperativo (dois saltos, 2H) é dividida igualmente entre as RSs, quando $N_{RS} \rightarrow \infty$ a área de interesse de cada RS tende a zero. Assim, percebe-se que enquanto o número de usuários cobertos por determinada RS tende a se estabilizar, o número de usuários alocados a esta mesma RS tende a diminuir continuamente, fazendo com que grande parte da potência de cada retransmissor seja desperdiçada com interferência, tendendo a novamente reduzir a EE. Este efeito pode ser visto a partir das Figuras 6.1 e 6.2, onde percebe-se que a soma das áreas cobertas por mais de uma RS cresce conforme o

número de retransmissores aumenta.

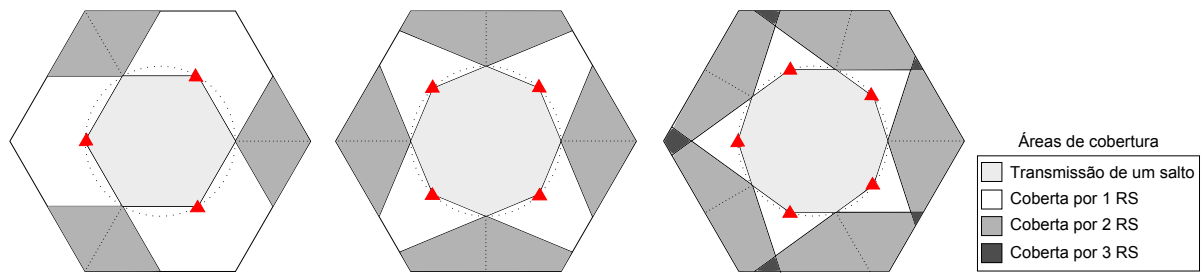


Figura 6.1 – Áreas de cobertura considerando implementação de 3, 4 e 5 RSs.

Para demonstrar que não só o elevado número de retransmissores é problemático, a Figura 6.2 demonstra um possível efeito quando da implantação de poucas RSs: aumento da MAI causada pelos usuários de dois saltos. Considerando um usuário hipotético (ponto verde na Figura 6.2) localizado na fronteira da área de cobertura das RSs, quanto menor o número de retransmissores, maior a distância entre este hipotético usuário e a RS alocada para si, implicando em maior potência de transmissão para compensar o termo de perda de percurso. Como pode ser concluído a partir da geometria da Figura 6.2 quando $N_{RS} = 3$, a intensidade do sinal recebido pela i -ésima RS alocada para este usuário hipotético é praticamente a mesma intensidade de sinal recebido pela BS, considerando $r_i = 0,5r_o$.

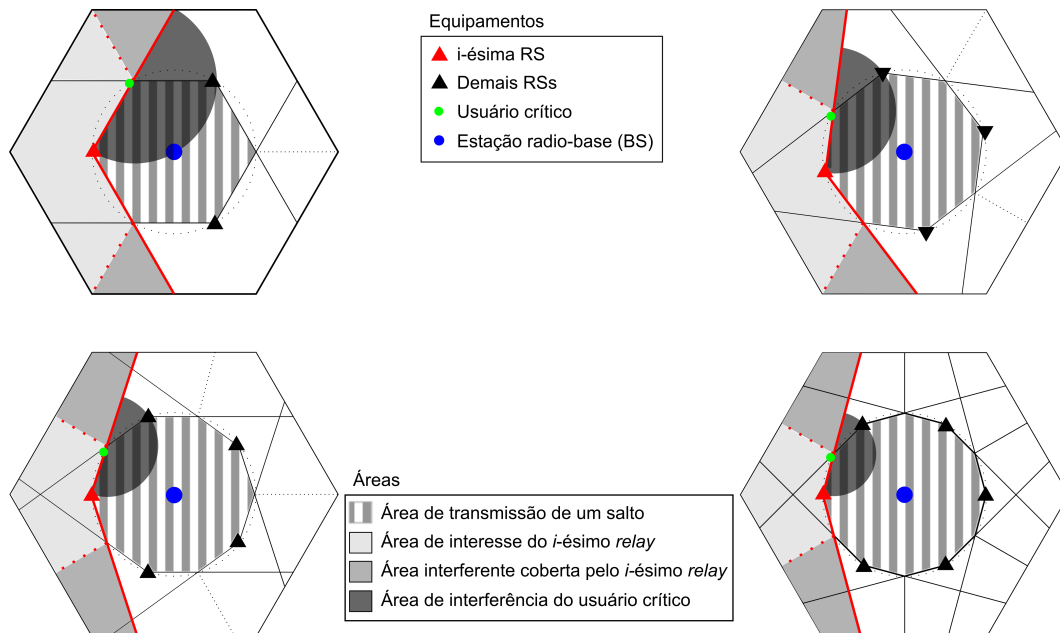


Figura 6.2 – Comportamento das áreas de interferência para a i -ésima RS e a área de interferência do usuário crítico para $N_{RS} = 3, 4, 5, 6$. Para todos os casos, $r_i = 0,5r_o$.

Em relação ao raio da circunferência de implantação das RSs, r_i , se for próximo ao raio da célula, r_o , o problema dos usuários de borda pode ser repassado para a borda da região de cobertura direta, reduzindo os benefícios obtidos com os relays. Por outro lado, se as RSs forem posicionadas muito próximas à BS, o problema dos usuários de borda pode continuar a existir na área de dois saltos, e a interferência gerada pelos usuários nesta área pode continuar a comprometer a EE, reduzindo os benefícios da utilização do paradigma cooperativo. Em relação a este problema, existem algumas considerações na literatura. Por exemplo, em [58] o raio ótimo para as RSs é definido como sendo cerca de 64% do raio da macro-célula,

dividindo a área da célula em duas partes iguais, i.e., a área da célula destinada à transmissão direta é exatamente igual à área destinada à comunicação cooperativa de dois saltos.

A partir destas considerações, e com as conclusões já obtidas em relação ao problema de maximização da EE, inicia-se a modelagem do problema de otimização. Objetivando resolver o problema da implementação das RSs (localização e quantidade), considera-se como métrica o conceito de consumo de potência por área (APC) dado uma eficiência espectral (SE) alvo, ζ^* . O modelo apresentado em [59] obtém uma expressão analítica para o problema de minimização do APC por meio de simplificação do modelo de canal, o qual considera apenas a perda de percurso.

A partir das definições da Seção 2.2, o conceito de eficiência espectral média é discutido na Seção 6.1; em seguida, a definição de APC é apresentada sob a perspectiva do cenário cooperativo com RSs fixas. Na Seção 6.3, define-se a EE para os modos não-cooperativo e cooperativo. Finalmente, o problema da otimização da EE é descrito sob a perspectiva de teoria de jogos na Seção 6.4.

6.1 EFICIÊNCIA ESPECTRAL MÉDIA

A eficiência espectral pode ser definida como a taxa de dados total do sistema dividida pela largura de banda disponível; em sistemas CDMA, a eficiência espectral do sistema é dada pelo somatório da SE de cada usuário, resultando em

$$\zeta \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{w_c} \sum_{k=1}^K r_k(\gamma_k) = \sum_{k=1}^K \zeta_k \quad \left[\frac{\text{bps}}{\text{Hz}} \right], \quad (6.1)$$

onde r_k é dado pela Equação (2.11).

A eficiência espectral média ($\bar{\zeta}$) é um termo de grande interesse, e considerando que o único componente variável presente na Equação (6.1) é o termo referente à taxa (r_k), define-se

$$\bar{\zeta} = \frac{1}{w_c} \sum_{k=1}^K \overline{r_k(\gamma_k)}, \quad (6.2)$$

com $\overline{r_k(\gamma_k)} = \mathbb{E}[r_k(\gamma_k)]$. Para obter a taxa de dados média, utiliza-se a definição do operador esperança estatística [60]:

$$\overline{r_k(\gamma_k)} = \int_0^{+\infty} r_k f_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_k = \int_0^{+\infty} w_k \log_2(1 + \iota_k \gamma_k) f_{\gamma_k}(\gamma_k) d\gamma_k, \quad (6.3)$$

onde f_{γ_k} é a função densidade de probabilidade (PDF) da SINR γ_k .

Assumindo que todos os usuários experimentam as mesmas condições de canal e de operação de sistema, bem como possuem a mesma probabilidade em termos de posicionamento e desvanecimento, a taxa de dados esperada $\overline{r_k(\gamma_k)}$ pode ser considerada a mesma para todos os usuários, resultando em

$$\bar{\zeta} = \frac{K\bar{r}}{w_c}, \quad (6.4)$$

com $\bar{r} = \overline{r(\gamma)} = \mathbb{E}[r_k(\gamma_k)]$.

Como pode ser percebido com as Equações (5.3), (5.8) e (5.15), a SINR do k -ésimo usuário

depende fortemente tanto de sua posição quanto da posição dos demais usuários cobertos pelos dispositivos envolvidos, devido à perda de percurso e desvanecimento. Uma maneira de reduzir o número de termos necessários ao cálculo da Equação (6.4) é considerar apenas o termo da perda de percurso, que é dominante no valor do ganho de canal médio.

6.2 CONSUMO DE POTÊNCIA POR ÁREA (APC)

O conceito de consumo de potência por área (APC) para redes cooperativas é discutido em [59], sendo definido pela razão entre o gasto total de energia do sistema, incluindo gasto de potência quando o dispositivo está em modo ocioso e também com circuitaria, pela área de cobertura da célula, dada por S_c , para a manutenção de requisitos de QoS mínimos¹. Adaptando o APC ao conceito de eficiência espectral alvo, define-se a métrica de APC como:

$$\text{APC}(\zeta^*) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{P_T}{S_c} \left[\frac{\text{W}}{\text{km}^2} \right]. \quad (6.5)$$

Em [59], considera-se o APC no *downlink* com retransmissão *in-band* empregando TDD e escalonamento *round-robin*, i.e., não se considera um sistema de múltiplo acesso verdadeiro. Realiza-se um estudo acerca de raio ótimo de célula para transmissão cooperativa e não-cooperativa, implantação otimizada e impacto da densidade de RSs, considerando disposição circular dos retransmissores na célula. Dado que o sistema é *half-duplex*, considera-se a potência gasta quando os dispositivos não estão transmitindo, além de que a taxa atingível deve levar em conta a divisão do recurso temporal.

Como neste trabalho se considera um sistema baseado no protocolo AF e com retransmissão *full-duplex* pelo modo *out-of-band*, não existe penalização na taxa atingida². Se o critério de QoS a ser mantido fosse simplesmente de taxa mínima, não seria necessário duplicar a taxa atingida em cada salto como ocorre com a retransmissão *in-band* aplicando FDD ou TDD. Porém, como o critério adotado neste trabalho é a manutenção de uma SE-alvo, a taxa de dados deve ser ajustada para compensar a largura de banda extra inserida com a banda F_2 . Considerando a mesma largura de banda para F_1 (MT-RS e MT-BS) e F_2 (RS-BS), então $w_c = w$ para sistemas não-cooperativos e $w_c = 2w$ para sistemas cooperativos. Deste modo, a SE para o caso não-cooperativo (nco) e cooperativo (coo) é dada, respectivamente, por

$$\zeta_{\text{nco}} = \frac{1}{w} \sum_{k=1}^K r_k^{\text{nco}}, \quad \text{e} \quad \zeta_{\text{coo}} = \frac{1}{2w} \sum_{k=1}^K r_k^{\text{coo}}. \quad (6.6)$$

Assim, tendo em vista atingir a mesma SE nos modos nco e coo, é necessário garantir $\sum_k r_k^{\text{coo}} = 2 \sum_k r_k^{\text{nco}}$ ou $\bar{r}^{\text{coo}} = 2\bar{r}^{\text{nco}}$, o que pode ser obtido via de regra com $r_k^{\text{coo}} = 2r_k^{\text{nco}}$ ou $\zeta_{k,\text{coo}} = 2\zeta_{k,\text{nco}}$.

A partir desta conclusão, o APC para os modos não-cooperativo e cooperativo pode ser descrito como se segue. Para o primeiro caso, aloca-se o vetor \mathbf{p}^{nco} [W], definido como:

$$\mathbf{p}^{\text{nco}} = [p_1^{\text{nco}}, p_2^{\text{nco}}, \dots, p_k^{\text{nco}}, \dots, p_K^{\text{nco}}], \quad (6.7a)$$

¹Em [59], considera-se como métrica a eficiência espectral por área (ASE).

²Como descrito em [49], o atraso introduzido por uma RS com protocolo AF é de menos de um microssegundo, podendo ser ignorado neste modo de retransmissão.

$$\text{com } p_k^{\text{nco}} = \frac{(2^{r_k^{\text{nco}}/w} - 1)}{\iota_k \Gamma_k} \quad \forall k \in K, \quad (6.7b)$$

com Γ_k dado pela Equação (5.16). Finalmente, o APC para o modo nco é dado por

$$\text{APC}_{\text{nco}} = \frac{1}{S_c} \left(K p_c + \varrho_{\text{MT}} \sum_{k=1}^K p_k^{\text{nco}} \right), \quad (6.8)$$

onde p_c se refere à potência de circuitaria, assumida idêntica para todos os K usuários; $\varrho_{\text{MT}} = \left(\frac{\text{PAPR}}{\rho_{\text{MT}}} - 1 \right) > 1$ refere-se à ineficiência do amplificador de potência dos MTs [61]; PAPR é a razão entre a potência de pico e a potência média; e ρ_{MT} é a eficiência do PA dos MTs. Utilizando-se a hipótese de que existe informação suficiente a se transmitir todo o tempo, a potência gasta em modo ocioso não é considerada neste modelo.

No modelo de CDMA cooperativo proposto, a alocação de potência deve garantir duas vezes a taxa mínima por serviço definida para o modo nco. Deste modo, os vetores de potências de transmissão dos MTs e RSs são dados, respectivamente, por

$$\mathbf{p}^{\text{coo}} = [p_1^{\text{coo}}, p_2^{\text{coo}}, \dots, p_k^{\text{coo}}, \dots, p_K^{\text{coo}}]; \quad (6.9a)$$

$$\mathbf{p}_{\text{RS}} = [P_{R_1}, P_{R_2}, \dots, P_{R_i}, \dots, P_{R_{N_{\text{RS}}}}]; \quad (6.9b)$$

$$\text{com } p_k^{\text{coo}} = \frac{(2^{r_k^{\text{coo}}/w} - 1)}{\iota_k \Gamma_k} = \frac{(2^{2r_k^{\text{nco}}/w} - 1)}{\iota_k \Gamma_k}, \quad \forall k \in K, \quad (6.9c)$$

onde Γ_k é dado por (5.4) ou (5.10) para usuários de um e dois saltos, respectivamente. Com base neste resultado, o consumo de potência por área no *uplink* do modo cooperativo pode ser formulado como:

$$\begin{aligned} \text{APC}_{\text{coo}} &= \frac{P_{\text{T}}^{\text{UL}}}{S_c} = \frac{P_{\text{TRS}} + P_{\text{TMT}}}{S_c} \\ &= \frac{1}{S_c} \left[\sum_{i=1}^{N_{\text{RS}}} (\varrho_{\text{RS}_i} P_{R_i} + P_{C,R_i}) + \sum_{i=1}^K (\varrho_{\text{MT}_i} p_i^{\text{coo}} + p_{C_i}) \right] \\ &= \frac{1}{S_c} \left[N_{\text{RS}} P_{C,R_i} + \varrho_{\text{RS}} \sum_{i=1}^{N_{\text{RS}}} P_{R_i} + K p_c + \varrho_{\text{MT}} \sum_{k=1}^K p_k^{\text{coo}} \right], \end{aligned} \quad (6.10)$$

com P_{C,R_i} sendo a potência consumida com circuitaria em cada RS; $\varrho_{\text{RS}} = \left(\frac{\text{PAPR}}{\rho_{\text{RS}}} - 1 \right) > 1$ equivale à ineficiência do PA de cada RS; e ρ_{RS} é referente à eficiência do PA das RSs.

Tanto para o modo nco quanto para o modo coo, o vetor de potências alocadas nos MTs deve ser limitado (e não-negativo) por alguma política factível de alocação de potência, cujo vetor de potências deve ser definido e limitado por um conjunto de potências de transmissão factível \wp , definido por:

$$\mathbf{p} \in \wp \stackrel{\text{def}}{=} \{ [p_k]_{K \times 1} \mid P_{\text{GBR}} \leq p_k \leq P_{\text{max}} \}, \quad (6.11)$$

onde P_{GBR} é a potência mínima para garantir o requisito de QoS denominado taxa de dados garantida (GBR) r_k ou, equivalentemente, a SE-alvo na Equação (6.2); e P_{max} limita a potência máxima transmitida por código de espalhamento. Neste ponto não é feita esta definição para as RSs pois a potência de transmissão destas não é uma variável de otimização, sendo definida pela Equação (5.13), e também pelo fato de que as estações retransmissoras são parte da infra-estrutura da rede, tendo fornecimento de energia dedicado por parte do operador de serviço.

6.2.1 Implantação Otimizada de Estações Retransmissoras Fixas

Para determinar a implantação otimizada de RSs, em relação a quantidade e localização, para determinada célula e SE-alvo, o seguinte problema de otimização de consumo de potência para o modo coo é formulado:

$$\arg \min_{r_i, N_{RS}} \frac{1}{S_c} \left[N_{RS} P_{C, R_i} + K \cdot p_C + \varrho_{RS} \sum_{i=1}^{N_{RS}} P_{R_i} + \varrho_{MT} \sum_{k=1}^K p_k^{coo} \right], \quad \text{para } \zeta \equiv \zeta^* \quad (6.12a)$$

$$\text{s.a. } Pr_{out}^{coo} \leq Pr_{out}^{nco}, \quad (6.12b)$$

$$0 \leq P_{R_i} \leq P_{R_i}^{max}, \quad (6.12c)$$

$$0 \leq p_k^{coo} \leq P_{max}, \quad (6.12d)$$

com Pr_{out} sendo a probabilidade de interrupção de serviço (*outage*). Um evento de interrupção de serviço acontece quando a SE-alvo não é atingida pelo k -ésimo usuário, i.e. $\gamma_k < \frac{(2^{r_k^{nco}/w} - 1)}{\iota_k}$ para o modo não-cooperativo e $\gamma_k < \frac{(2^{r_k^{coo}/w} - 1)}{\iota_k}$ para o modo cooperativo.

Deste modo, define-se a melhor implantação de RSs como a topologia de rede que minimiza o APC ao menos mantendo a mesma quantidade de usuários interrompidos³ no modo não-cooperativo (condição de pior caso). Dado que as expressões fechadas para eficiência espectral média e APC são de difícil obtenção, mesmo considerando sistemas sem interferência de múltiplo acesso como TDMA e FDMA, [59, 60], utiliza-se neste trabalho o método de simulação Monte-Carlo. O Algoritmo 3 segue as suposições descritas em [60], porém com a adaptação para o cenário multiusuário de célula única.

Algoritmo 3 Implantação de RS com métrica APC/SE

Inicialização: $i \leftarrow 1, \iota_t, \zeta^*, r_o$

Enquanto $i \leq \iota_t$

 Gerar posição aleatória para os K usuários;

 Obter as condições do canal MT-BS;

 Calcular o APC e Pr_{out} para o modo nco, dado ζ^* ;

 Para cada topologia de RS (r_i e N_{RS}):

 Obter as condições de canal para MT-RS e RS-BS;

 Calcular o APC e Pr_{out} para o modo coo, dado ζ^* ;

 Fim

$i = i + 1$;

Fim;

Escolha r_i e N_{RS} que minimizam APC_{coo} garantindo $Pr_{out}^{coo} \leq Pr_{out}^{nco}$;

Resposta: $r_i; N_{RS}$ (melhor topologia para implantação das RSs)

Definido o sub-problema de minimização de APC, define-se agora o sub-problema de otimização da eficiência energética para os casos cooperativo e não-cooperativo, além da EE média para ambos os casos.

³Não necessariamente a topologia que minimiza o APC é a mesma que minimiza a probabilidade de interrupção de serviço.

6.3 EE PARA OS MODOS COOPERATIVO E NÃO-COOPERATIVO

A partir deste ponto, desenvolve-se o conceito de eficiência energética para os modos cooperativo e não-cooperativo, a partir dos conceitos definidos no Capítulo 3. Serão descritas as equações para cada usuário e também a EE do sistema, a qual é utilizada para efeitos de comparação entre os modos propostos.

6.3.1 Modo Não-Cooperativo e Usuários de Um Salto (1H)

Para os casos nos quais os MTs se comunicam diretamente com a BS, i.e. modo *nco*, e usuários na área de um salto para o modo *coo*, as mesmas definições feitas na Seção 2.2 podem ser utilizadas, sendo a expressão que define a taxa atingida dada por:

$$r_k(\gamma_k) = w \log_2(1 + \nu_k \gamma_k), \quad (6.13)$$

enquanto a função-eficiência é dada por

$$f(\gamma_k) = (1 - e^{-\gamma_k})^M. \quad (6.14)$$

Deste modo, a função de eficiência energética para o k -ésimo usuário no modo *nco* é definida como

$$\xi_k^{\text{nco}} = \frac{L}{M} \frac{r_k(\gamma_k^{\text{nco}}) \cdot (1 - e^{-\gamma_k^{\text{nco}}})^M}{p_k \varrho_{\text{MT}} + p_c}, \quad (6.15)$$

com γ_k^{nco} dado pela Equação (5.15), e

$$\xi_k^{1\text{H}} = \frac{L}{M} \frac{r_k(\gamma_k^{1\text{H}}) \cdot (1 - e^{-\gamma_k^{1\text{H}}})^M}{p_k \varrho_{\text{MT}} + p_c} \quad (6.16)$$

equivale à EE para usuários na área de um salto no modo cooperativo, com $\gamma_k^{1\text{H}}$ sendo dado por (5.3).

6.3.2 Usuários de Dois Saltos (2H)

Para o caso dos usuários de dois saltos, considera-se um sistema com retransmissão *full-duplex* e *out-of-band*. Assim, a taxa de dados atingida é dada por

$$r_k(\gamma_k^{2\text{H}}) = w \log_2(1 + \nu_k \gamma_k^{2\text{H}}). \quad (6.17)$$

Uma vez que se considera a EE do ponto de vista do MT, a largura de banda equivale a w , e não $2w$. Além disso, dado que a eficiência espectral $\zeta_{k,\text{coo}}$ é duplicada para manter a SE do sistema e não existe penalização na taxa atingida, afinal todo o *slot* temporal ou largura de banda é utilizada pelo k -ésimo usuário, a taxa atingida em cada MT também é dobrada. Do ponto de vista dos MTs, o consumo de potência é dado pela potência de transmissão e de circuitaria do k -ésimo MT. Assim, a EE para os usuários de dois saltos no modo cooperativo é dada por

$$\xi_k^{2\text{H}} = \frac{L}{M} \frac{r_k(\gamma_k^{2\text{H}}) \cdot (1 - e^{-\varsigma^{2\text{H}} \gamma_k^{2\text{H}}})^M}{p_k \varrho_{\text{MT}} + p_c}, \quad (6.18)$$

onde $0 < \zeta^{2H} < 1$ funciona como fator de penalização na função-eficiência devido aos dois saltos, indicando que uma SINR mais elevada é necessária para atingir a mesma eficiência obtida quando transmitindo com apenas um salto. Esta penalização é devido à ocorrência de dois termos de desvanecimento e a inserção de ruído de fundo em cada recepção, o que tende a aumentar a BER do caminho MT-RS-BS sob a mesma SINR.

Para evitar a repetição das três equações descritas para EE, utiliza-se a seguinte notação genérica:

$$\xi_k^\varpi = \frac{L \text{wlog}_2(1 + \iota_k \gamma_k^\varpi)(1 - e^{-\zeta \gamma_k^\varpi})^M}{M p_k \varrho_{\text{MT}} + p_c}, \quad (6.19)$$

onde ϖ identifica os usuários não-cooperativos (nco), de um salto (1H) ou dois saltos (2H), com $\zeta = 1$ para usuários não-cooperativos e de um salto, e $\zeta = \zeta^{2H} < 1$ para os usuários de dois saltos.

6.3.3 Eficiência Energética Global para os Modos nco e coo

Dado que não existe nenhum custo extra no modo não-cooperativo, a eficiência energética global do sistema de comunicação é dada pelo somatório da taxa alcançada em cada MT dividida pelo consumo de potência em todos os MTs, incluindo a potência de circuitaria, resultando em:

$$\bar{\xi}_{\text{nco}} = \frac{\sum_{k=1}^K \ell_k \cdot r_k(\gamma_k) \cdot (1 - e^{-\gamma_k})^M}{K p_c + \varrho_{\text{MT}} \sum_{k=1}^K p_k}, \quad (6.20)$$

onde $\ell_k = \frac{L}{M}$.

Em relação ao modo cooperativo, considerando que as RSs não geram nenhuma informação, o numerador da EE global para o modo cooperativo é dado da mesma maneira que para o caso não-cooperativo, i.e. pelo somatório da taxa de cada usuário. Porém, o denominador deve incluir a potência consumida nas RSs, tanto com transmissão quanto com circuitaria. Deste modo, define-se a EE do modo cooperativo como

$$\bar{\xi}_{\text{coo}} = \frac{\sum_{k=1}^K \ell_k \cdot r_k(\gamma_k^\varpi) \cdot (1 - e^{-\zeta \gamma_k^\varpi})^M}{\underbrace{K p_c + \varrho_{\text{MT}} \sum_{k=1}^K p_k}_{(I)} + \underbrace{\varrho_{\text{RS}} \sum_{i=1}^{N_{\text{RS}}} \sum_{j \in K_{\text{R}_i}} p_j h_{j,i}^2 \frac{P_{\text{R}_i}}{P_i}}_{(II)} + \underbrace{\varrho_{\text{RS}} \sum_{i=1}^{N_{\text{RS}}} \sum_{\iota \in K_{\text{R}_i}^{\text{int}}} p_\iota h_{\iota,i}^2 \frac{P_{\text{R}_i}}{P_i}}_{(III)} + \underbrace{\varrho_{\text{RS}} \sum_{i=1}^{N_{\text{RS}}} N \sigma_i^2 \frac{P_{\text{R}_i}}{P_i}}_{(IV)} + \underbrace{N_{\text{RS}} P_{c,\text{R}_i}}_{(V)}}, \quad (6.21)$$

onde o índice ϖ é utilizado para identificar, neste caso, somente os usuários de um salto (1H) ou dois saltos (2H). O termo (I) indica a potência gasta pelos MTs nos trechos MT-BS ou MT-RS; (II) é equivalente à potência que as RSs gastam com os usuários diretamente alocados a si; (III) refere-se à potência gasta com os usuários localizados nas áreas de interferência; (IV) é dado pela potência gasta com amplificação do ruído de fundo nas RSs; e (V) representa a potência gasta com a circuitaria das RSs. Para melhor visualização, escreve-se a Equação (6.21) como

$$\bar{\xi}_{\text{coo}} = \frac{\sum_{k=1}^K \ell_k \cdot r_k(\gamma_k^\varpi) \cdot (1 - e^{-\zeta \gamma_k^\varpi})^M}{K p_c + \varrho_{\text{MT}} \sum_{k=1}^K p_k + N_{\text{RS}} P_{c,\text{R}_i} + \sum_{i=1}^{N_{\text{RS}}} \varrho_{\text{RS}} P_{\text{R}_i}}. \quad (6.22)$$

A partir da Equação (6.21) é possível perceber o compromisso entre o aumento do número de RSs e o ganho em termos de EE. Aumentar o número de *relays* tende a aumentar a taxa de dados atingida

e/ou reduzir o consumo de energia dos MTs para manter a mesma taxa, dado pelos termos (6.21).(I) e (6.21).(II). Porém, como a inserção de mais retransmissores tende a aumentar o consumo de potência com usuários interferentes ((6.21).(III)) e certamente aumenta o consumo com amplificação de ruído de fundo ((6.21).(IV)), bem como com a potência de circuitaria das RSs ((6.21).(V)), percebe-se que a partir de um determinado número de retransmissores a economia obtida nos termos (6.21).(I) e (6.21).(II) tende a ser suplantada pelos termos (6.21).(III) até (6.21).(V), sem um ganho em termos de taxa de dados atingível que compense este incremento em potência.

Tendo formulado as expressões de EE do sistema cooperativo proposto, discute-se a seguir estratégias para se efetuar a alocação de potência, tendo em vista a maximização da eficiência energética global do sistema.

6.4 TEORIA DE JOGOS PARA OTIMIZAÇÃO DE EE

Assim como descrito na Subseção 3.3.1, o problema de otimização de EE para os modelos cooperativos e não-cooperativos serão modelados utilizando teoria de jogos, por meio de jogos não-coalizacionais, dada a concorrência entre os MTs para maximizar sua própria utilidade. Considerando primeiramente o caso cooperativo, existem $N_{RS} + N_{\delta}$ jogos não-coalizacionais simultâneos, dado que

$$K_{D,i} \cap K_{D,j} = \emptyset, i \neq j; K_{R_i} \cap K_{R_j} = \emptyset, i \neq j; \text{ e } K_{D,i} \cap K_{R_j} = \emptyset \forall i \in N_{\delta}, j \in N_{RS},$$

i.e., cada usuário é alocado para apenas um retransmissor ou está em um dos N_{δ} setores da região de um salto. Em cada um destes jogos, o objetivo é alocar a potência necessária para atingir a máxima eficiência energética possível. Neste contexto, definem-se os jogos não-coalizacionais para os usuários de um salto (1H) como

$$\mathcal{G}_j^{1H} = [\mathcal{K}_j, \{\mathcal{A}_{k,j}\}, \{u_{k,j}\}], \quad (6.23)$$

onde o conjunto de jogadores \mathcal{K}_j é dado por K_{D_j} , que é o conjunto de usuários de interesse do j -ésimo setor da BS; o conjunto de estratégias $\{\mathcal{A}_{k,j}\}$ é dado pelos possíveis níveis de potência para cada usuário do conjunto K_{D_j} ; e o conjunto de respostas $\{u_{k,j}\}$ é construído a partir da aplicação das estratégias na função-utilidade da EE definida pela Equação (6.16) para os usuários 1H.

Analogamente, para os usuários de dois saltos (2H), os jogos não-coalizacionais para os N_{RS} retransmissores são descritos como

$$\mathcal{G}_i^{2H} = [\mathcal{K}_i, \{\mathcal{A}_{k,i}\}, \{u_{k,i}\}], \quad (6.24)$$

onde o conjunto $\mathcal{K}_i \equiv K_{R_i}$, que é o conjunto de usuários alocados à i -ésima RS; $\{\mathcal{A}_{k,i}\}$ é definido como os possíveis níveis de potência para cada jogador; e $\{u_{k,i}\}$ origina-se da aplicação do conjunto-estratégia na função-utilidade ξ_k^{2H} , definida na Equação (6.18).

Apesar de os jogos serem independentes entre si, é possível perceber que alguns jogadores podem interferir em outros jogos, como por exemplo os jogadores dos jogos de dois saltos, que interferem nos jogadores de um salto, e os jogadores que estão na área de cobertura de mais de uma RS, os quais interferem nos jogos das RSs às quais não estão alocados. Para simplificar a solução, considera-se que estes jogadores

estão incorporados no termo de interferência \mathcal{I}_k . Deste modo, somente é necessário comunicar a estimativa de SINR para obter \mathcal{I}_k , e por consequência Γ_k , em cada terminal móvel (MT), possibilitando a implementação distribuída.

Para o caso não-cooperativo, existem N_δ jogos não-coalicionais, um para cada setor da BS, definidos pela seguinte equação:

$$\mathcal{G}_i^{\text{nco}} = [\mathcal{K}_i, \{\mathcal{A}_{k,i}\}, \{u_{k,i}\}], \quad (6.25)$$

onde $\mathcal{K}_i \equiv K_i^{\text{nco}}$; $\{\mathcal{A}_{k,i}\}$ equivale ao conjunto dos possíveis níveis de potência para cada jogador; e $\{u_{k,i}\}$ origina-se da aplicação do conjunto-estratégia na função-utilidade ξ_k^{nco} , definida na Equação (6.15). Observe-se que não existe interferência entre os jogos para o modo não-cooperativo, pois não existe cobertura dupla nos setores da BS.

Considerando o processo de alocação de potência do k -ésimo usuário, p_k , o vetor de potência que reúne a potência dos usuários interferentes é dado por

$$\mathbf{p}_{-k} = [p_1, p_2, \dots, p_{k-1}, p_{k+1}, \dots, p_K]. \quad (6.26)$$

Deste modo, com base no vetor de potência dos usuários interferentes, \mathbf{p}_{-k} , a melhor estratégia para o k -ésimo usuário (p_k^*) pode ser expressa como

$$p_k^* = q_k(\mathbf{p}_{-k}) = \arg \max_{p_k} u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k}), \quad (6.27)$$

onde u_k é dado pelas Equações (6.16) (1H), (6.18) (2H) ou (6.15) (nco), e $q_k(\mathbf{p}_{-k})$ é denominada função melhor-resposta para o k -ésimo usuário.

A partir da definição dos jogos para os modos cooperativo e não-cooperativo, o problema de otimização de eficiência energética no k -ésimo MT pode ser definido, genericamente, como:

$$\arg \max_{p_k} u_k = \arg \max_{p_k} \xi_k = \arg \max_{p_k} \frac{L}{M} \frac{\text{wlog}_2(1 + \iota_k \gamma_k^{\text{w}})(1 - e^{-\varsigma \gamma_k^{\text{w}}})^M}{p_k \varrho_{\text{MT}} + p_c} \quad (6.28a)$$

$$\text{s.a.} \quad 0 \leq p_k \leq P_{\text{max}}; \quad (6.28b)$$

$$0 \leq P_i \leq P_{R_i}^{\text{max}}, \quad (6.28c)$$

com a restrição (6.28c) sendo desconsiderada para o caso não-cooperativo, dado que não existem RSs neste caso.

A partir da definição do problema de otimização e dos jogos não-coalicionais, busca-se a solução numérica para o problema proposto, descrita na próxima subseção.

6.4.1 Solução Numérica

O termo de ganho de canal normalizado pela interferência mais ruído de fundo Γ_k , definido nas Equações (5.4), (5.10) e (5.16), é facilmente estimado pelos MTs quando estes recebem a SINR estimada, o que permite a implementação distribuída da solução para o problema de alocação de potência. O único

processo que deve ser feito de maneira centralizada é a estimativa de SINR, que posteriormente é enviada aos MTs. Observando-se as expressões de EE desenvolvidas na seção anterior, é possível verificar que estas dependem tanto de p_k quanto de γ_k . Dado que estes parâmetros são diretamente relacionados, possuindo mapeamento um-para-um, p_k pode ser reescrito como

$$p_k = \frac{\gamma_k^{\overline{\omega}}}{\Gamma_k^{\overline{\omega}}} = \gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k^{\overline{\omega}}, \quad (6.29)$$

onde $\tilde{\mathcal{I}}_k$ corresponde à interferência mais ruído normalizados pelo ganho de canal, sendo diretamente proporcional à MAI e outras fontes de interferência. Por meio da Equação (6.29), o problema de otimização pode ser modificado de modo a utilizar-se γ_k como argumento de otimização, e mapear os valores de potência em valores de SINR. Deste modo, a função-utilidade genérica para EE, dada pela Equação (6.19), pode ser reescrita como

$$\xi_k^{\overline{\omega}}(\gamma_k^{\overline{\omega}}) = \frac{L}{M} \frac{\mathbf{w} \log_2(1 + \iota_k \gamma_k^{\overline{\omega}}) (1 - e^{-\varsigma \gamma_k^{\overline{\omega}}})^M}{\gamma_k^{\overline{\omega}} \tilde{\mathcal{I}}_k^{\overline{\omega}} \varrho_{\text{MT}} + p_c}. \quad (6.30)$$

Do mesmo que na Subseção 3.3.1, se a função-utilidade proposta para o problema de maximização de EE for estritamente quase-côncava (Definição 3.3), é possível obter a SINR ótima γ_{EE}^* tomando-se a primeira derivada da função-utilidade, Equação (6.30), e encontrando o ponto no qual $\frac{\partial \xi_k}{\partial \gamma_k} = 0$. O resultado acerca da estrita quase-concavidade de ξ_k é dada pelo Lema 6.1.

Lema 6.1. *A função-utilidade definida na Equação (6.30) é estritamente quase-côncava em relação a γ_k .*

Demonstração: Descrita no Apêndice A.1.

A partir da confirmação da estrita quase-concavidade, a obtenção da SINR que maximiza a eficiência energética é equivalente a resolver a Equação (6.31) em relação a $\gamma_k^{\overline{\omega}}$:

$$M \varsigma e^{-\varsigma \gamma_k^{\overline{\omega}}} \log_2(1 + \iota_k \gamma_k^{\overline{\omega}}) + \frac{\iota_k (1 - e^{-\varsigma \gamma_k^{\overline{\omega}}})}{(1 + \iota_k \gamma_k^{\overline{\omega}}) \ln 2} = \frac{\tilde{\mathcal{I}}_k^{\overline{\omega}} \varrho_{\text{MT}} \log_2(1 + \iota_k \gamma_k^{\overline{\omega}}) (1 - e^{-\varsigma \gamma_k^{\overline{\omega}}})}{(\gamma_k^{\overline{\omega}} \tilde{\mathcal{I}}_k^{\overline{\omega}} \varrho_{\text{MT}} + p_c)}. \quad (6.31)$$

A Figura 6.3 ilustra a característica de estrita quase-concavidade da função-utilidade definida na Equação (6.30) para usuários de um salto e dois saltos, indicando as SINRs ótimas obtidas com a solução da Equação (6.31) para ambos os casos. Dado que a expressão de EE para o caso não-cooperativo é a mesma que para usuários de um salto, o primeiro caso foi omitido.

Assim como concluído na Seção 3.4, a potência de circuitaria impacta no valor de γ_{EE}^* , fazendo com que o ponto de ótimo varie de acordo com o termo $\tilde{\mathcal{I}}_k$. A Figura 6.4 mostra a SINR ótima $\gamma_{k,\text{EE}}^*$ para diferentes valores de $\tilde{\mathcal{I}}_k$. Observa-se que a SINR ótima tende a convergir para um patamar quando $\tilde{\mathcal{I}}_k \geq 10^{-2}$, atingindo $\gamma_{k,\text{EE}}^* \approx 6,86$ para usuários de um salto e $\gamma_{k,\text{EE}}^* \approx 13,44$ para usuários de dois saltos quando $\iota_k = 1$ (Figura 6.4.a) e $\gamma_{k,\text{EE}}^* \approx 7,04$ para usuários de um salto e $\gamma_{k,\text{EE}}^* \approx 13,65$ para usuários de dois saltos com $\iota_k = 0,283$ (Figura 6.4.b). Estes valores de patamar para $\gamma_{k,\text{EE}}^*$ são os mesmos obtidos quando $p_c = 0$. Percebe-se ainda que o impacto de ι_k é mínimo no valor de $\gamma_{k,\text{EE}}^*$. Finalmente, a diferença entre os usuários de um salto e dois saltos é causada pela punição imposta pelo termo ς para os usuários 2H. Esta diferença tende a desaparecer quando a SINR ótima cresce, dado que nesta condição $(1 - e^{-\varsigma \gamma})^M \approx (1 - e^{-\gamma})^M$. Novamente, as curvas para o modo não-cooperativo não foram apresentadas, pois a expressão que determina $\gamma_{k,\text{EE}}^*$ é igual à utilizada para os usuários de um salto.

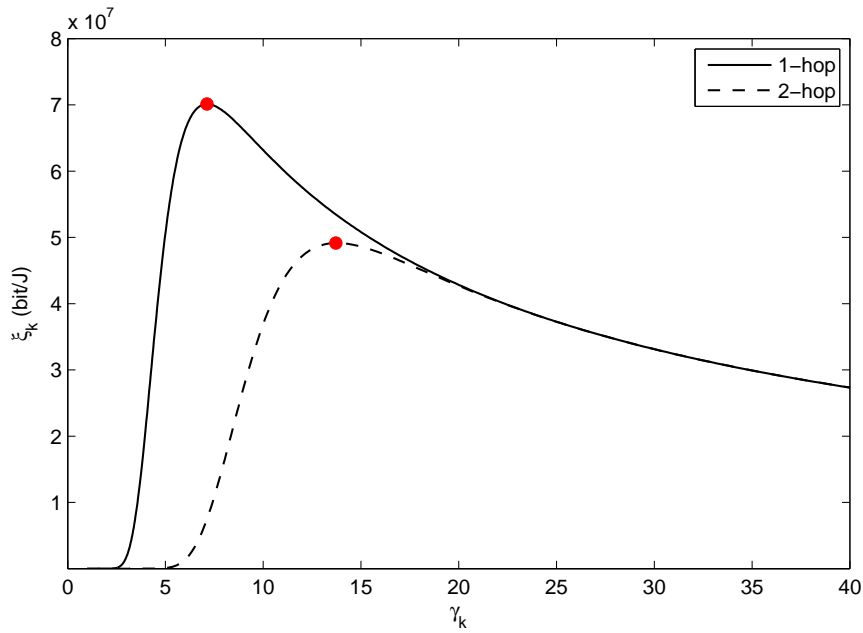


Figura 6.3 – Função-utilidade ξ_k em relação à SINR para usuários de um salto (1-hop), com $\varsigma = 1$, e dois saltos (2-hop), com $\varsigma = 0,5$. Os pontos vermelhos indicam o ponto encontrado com a Equação (6.31) para ambos os casos. $M = 80$, $L = 50$, $\tilde{I}_k = 10^{-3}$ e $\iota_k = 1$.

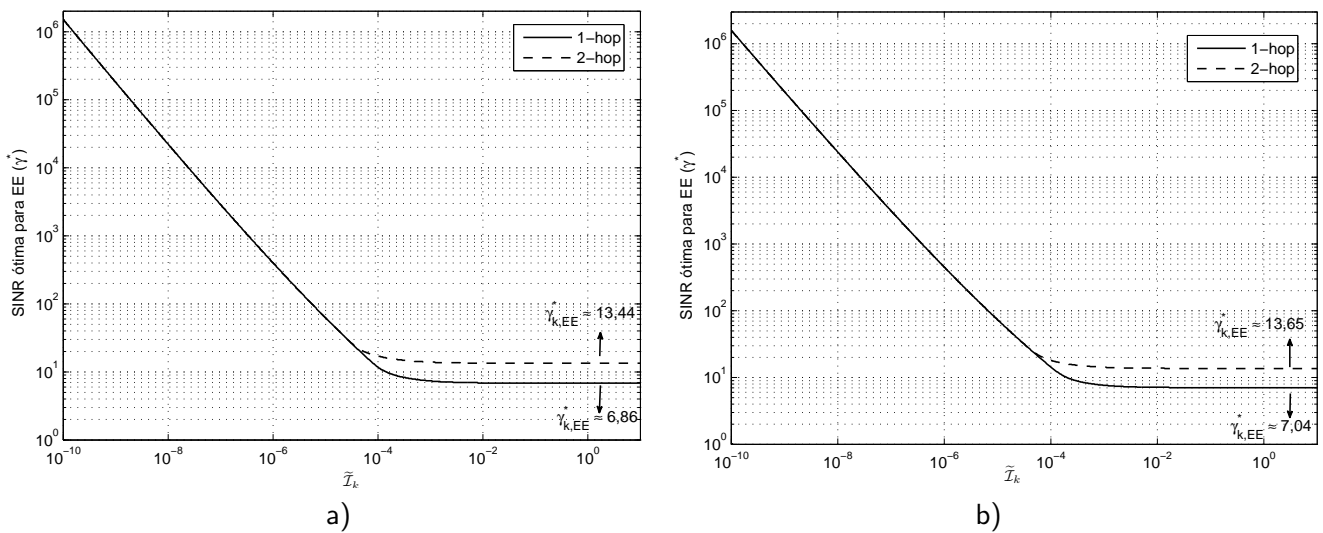


Figura 6.4 – SINR ótima para EE para usuários de um salto e dois saltos, com a) $\iota_k = 1$ b) $\iota_k = 0,283$.

O seguinte teorema resume a existência do equilíbrio de Nash (Definição 3.2) atingido pelos jogos não-coalizacionais definidos pelas Equações (6.23), (6.24) e (6.25).

Teorema 6.2. *Os jogos propostos atingem o equilíbrio dado por $\mathbf{p}^* = [p_1^*, p_2^*, \dots, p_k^*, \dots, p_K^*]$, sendo cada p_k^* definido pela seguinte condição:*

$$p_k^* = \min \left(\gamma_{EE}^* \tilde{I}_k^\omega, P_{\max} \right)$$

Finalmente, o equilíbrio \mathbf{p}^* é único.

Demonstração: Descrita no Apêndice A.2.

Em relação à unicidade do equilíbrio, dado que as funções-utilidade possuem apenas um maximizador γ_k^* , que depende dos parâmetros de sistema M, ι, ς e p_c , e a correspondência um-para-um entre potência de

transmissão e SINR, considerando constante a potência dos demais usuários \mathbf{p}_{-k} , o equilíbrio de Nash dado por \mathbf{p}^* é também único [9].

Sobre a otimalidade de Pareto (Definição 3.1) do equilíbrio atingido, vale a discussão feita sobre o jogo descrito na Seção 4.1. Quando da utilização do filtro Descorrelacionador, o equilíbrio atingido é ótimo, enquanto o atingido com filtro MF não é ótimo, podendo ser melhorado com a redução conjunta da potência alocada [45].

Do ponto de vista de implementação, o algoritmo iterativo de controle de potência (PCA) baseado no modelo de Verhulst [43] foi escolhido para determinar de forma distribuída as potências de transmissão ótimas dos MTs. O PCA distribuído de Verhulst integra o algoritmo de otimização da eficiência energética, conforme descrição do Algoritmo 4.

Algoritmo 4 Maximização de EE utilizando PCA baseado em Verhulst

Inicialização: $i \leftarrow 1$, It, $p_k[0] = \sigma_k^2, \forall k$

Enquanto $i \leq \text{It}$

Para $k = 1 : K$:

Obtenha $\tilde{\mathcal{I}}_k^\infty$ por meio da estimativa da SINR atual;

Calcule $\gamma_{k,EE}^*$ resolvendo a Equação (6.31);

Obtenha p_k^* iterativamente por meio do PCA baseado em Verhulst [43].

Fim

$i \leftarrow i + 1$

Fim

Saída: $p_k^* \forall k$ (Solução ótima em termos de EE)

Tendo definido o problema de otimização e as ferramentas a serem utilizadas para a solução, o capítulo seguinte resume os resultados numéricos de simulação obtidos, de forma a caracterizar os ganhos com o emprego do modo cooperativo.

7 RESULTADOS NUMÉRICOS

Este capítulo provê evidências numéricas dos ganhos em termos de eficiência energética (EE) e consumo de potência por área (APC) atingidos pelo sistema CDMA cooperativo com estações retransmissoras (RSs) fixas. Estes resultados são gerados a partir da média de 2000 realizações, utilizando o método de Simulação Monte-Carlo, com posições aleatórias dos terminais móveis (MTs) e considerando apenas o termo de perda de percurso. A Tabela 7.1 lista os parâmetros de sistema utilizados no experimento desta seção, enquanto os detalhes acerca do modelo de perda de percurso utilizado são dados no Anexo B. Na sequência, analisam-se os resultados em termos de EE, APC e probabilidade de interrupção de serviço obtidos a partir da operação do sistema nos modos não-cooperativo (nco) e cooperativo (coo) sob diferentes carregamentos de sistema (\mathcal{L}) e eficiências espectrais (SE) alvos (ζ_k^*). Uma vez que as RSs empregam protocolo Amplifica e Transmite (AF), analisa-se também os componentes de gasto de potência de transmissão das RSs, verificando o impacto da amplificação de ruído de fundo, da cobertura das áreas interferentes, conforme esboçado na Figura 7.1.a, bem como da cobertura da área de interesse, Figura 7.1.b.

Tabela 7.1 – Parâmetros adotados para Sistema DS-CDMA com RSs fixas

Parâmetros	Valores Adotados
<i>Macro-célula DS-CDMA</i>	
Potência de ruído	$P_n = -117$ [dBm]
Sequência de espalhamento	Pseudo-aleatória (PN), $N = 256$
Raio externo da célula	$r_o = 2$ [km]
Bandas, $F_1 \cap F_2 = \emptyset$	F_1 : links MT-RS e MT-BS, F_2 : links RS-BS
	$w_c = 10^6$ [Hz]
Eficiência espectral alvo	$\zeta_k^* \in \{0,5; 0,9; 1,25\}$ [bps/Hz]
Frequência central da portadora	$f_c = 5$ [GHz]
Altura das antenas da BS	$h_{BS} = 30$ [m]
<i>Estações retransmissoras (RSs) fixas</i>	
# Número de retransmissores	$N_{RS} \in [3; 20]$
Raio de posicionamento	$r_1 \in [0,04; 0,9]r_o$ [km]
Potência máxima de transmissão	$P_{R_i}^{\max} = 20$ [dBW]
Potência de circuitaria	$P_{c,R_i} = 0,78$ [W] ¹ [62]
Ineficiência do Amplificador	$\rho_{RS} = 3,3$
Altura da antena	$h_{RS} = 12,5$ [m]

¹A escolha de $P_{c,R_i} = 0,78$ W deve-se à definição de que cada RS consome 0,39 W para cada banda utilizada [62]. Como as RSs operam nas duas bandas (F_1 e F_2), esta potência deve ser dobrada.

<i>Estações Móveis (MTs)</i>	
Carregamento do sistema	$\mathcal{L} = \frac{K}{N} \in [0, 5; 1]$
Distribuição espacial	$\mathcal{U}(r_o - d_0, r_o), \mathcal{U}(0, 2\pi)$
Potência máxima por MT	$P_{\max} = 30$ [dBm]
Ineficiência do Amplificador	$\rho_{\text{MT}} = 2,5$
Potência de circuitaria	$p_c = 7$ [dBm]
Altura da antena	$h_{\text{MT}} = 1,5$ [m]
<i>Ganho de canal – [63]</i>	
<i>Link</i> MT-BS	Cenário C2 com LoS e NLoS combinados, $d_{\min} = 35$ [m]
<i>Link</i> MT-RS	Cenário C2 com LoS e NLoS combinados, $d_{\min} = 10$ [m]
<i>Link</i> RS-BS	Cenário B5a LoS, $d_{\min} = 30$ [m]
<i>Simulação Monte-Carlo</i>	
# Realizações	2000 repetições
<i>Parâmetros de Eficiência Energética</i>	
Tamanho de pacote	$M = 80$
# bits de informação por pacote	$L = 50$
Gap de SINR	$\iota_k = 1$
Penalidade de eficiência	$\zeta^{2H} = 0,5$

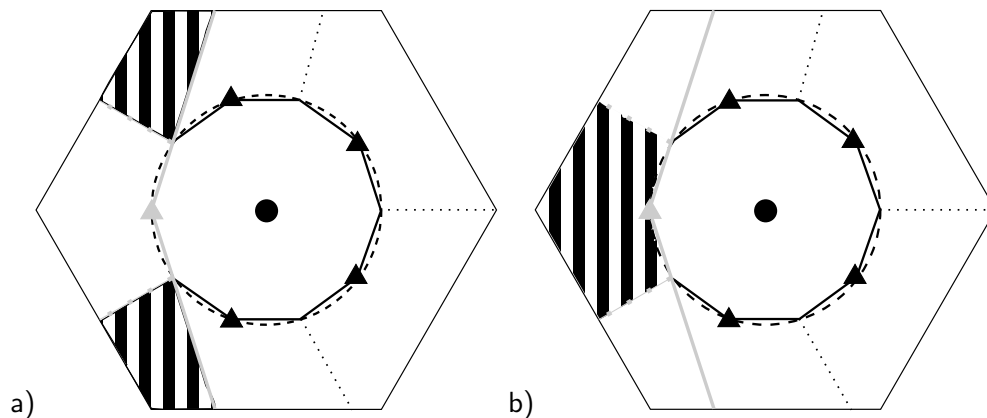


Figura 7.1 – Áreas consideradas na análise de gasto de potência de transmissão das RSs com a cobertura de usuários: a) interferentes; b) alocados.

7.1 APC E EE PARA DETECÇÃO MF

A Figura 7.2 mostra o APC, em $[W/Km^2]$, para os modos *coo* e *nco* considerando detecção por filtro casado (MF), em relação ao número de RSs. É possível concluir que para SE-alvo baixas é possível atingir economia em termos de APC utilizando o modo cooperativo. Por exemplo, considerando $\mathcal{L} = 1$ e $\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz, atinge-se cerca de 23,8% de redução em APC ao adotar $N_{\text{RS}} = 12$ e $r_I = 0,575 r_o$. Apesar deste resultado interessante, quando a SE-alvo é aumentada, a necessidade de duplicar ζ_k^* para cada usuário reduz ou até mesmo impossibilita a obtenção de ganhos em termos de APC. Quando $\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz (Figura 7.2.c), é impossível atingir qualquer ganho em APC devido à elevada MAI, e para $\mathcal{L} = 1$ nenhuma

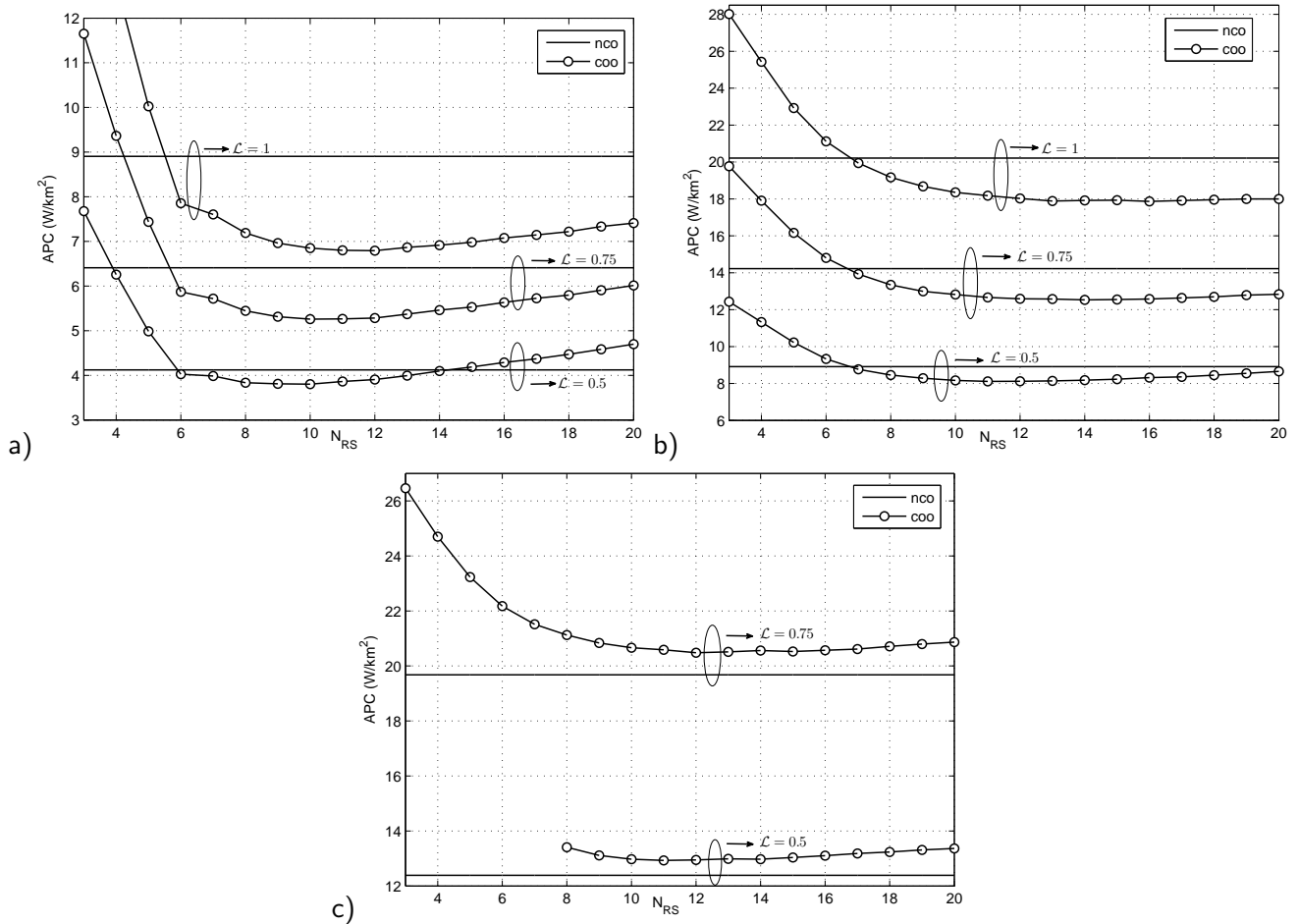


Figura 7.2 – APC para modos coo e nco com filtro MF em relação ao número de RSs. $\mathcal{L} = [0,5; 0,75; 1]$, $N = 256$, $r_i \in [0,04; 0,9]r_o$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

solução é encontrada satisfazendo as restrições do problema definido na Equação (6.12). Os parâmetros otimizados e respectivos resultados estão resumidos na Tabela 7.2.

Percebe-se que quando o carregamento de sistema cresce, o raio ótimo de implantação r_I decresce e o número de RSs é aumentado, enquanto que quando a SE-alvo é aumentada, r_I decresce. A tendência de redução de r_I se explica pelos usuários de um salto: como o único efeito percebido por estes usuários com a inserção de RSs é uma possível redução em termos de MAI, a necessidade de dobrar a SE-alvo resulta em aumento do consumo de potência para os usuários de um salto, demandando que mais usuários sejam atendidos pelas RSs, i.e. fazendo com que as RSs sejam posicionadas mais próximas à BS.

Para se analisar o impacto do ruído de fundo e dos usuários localizados nas áreas de interferência (i.e. usuários interferentes) na potência gasta pelas RSs com transmissão, esta é decomposta em três termos: ruído amplificado (Equação (5.13).(III)), usuários interferentes amplificados (Equação (5.13).(II)) e usuários de interesse amplificados (Equação (5.13).(I)), todos analisados em termos percentuais. Iniciando pelo ruído amplificado, a Figura 7.3 demonstra os resultados obtidos para $N_{RS} = 3$ (quando o impacto deste termo é menor) e $N_{RS} = 20$ (maior impacto). Conforme o número de RSs é aumentado, a área de cobertura tende a ser reduzida, implicando em menos usuários cobertos. Deste modo, o termo de ruído de fundo na Equação (5.13), que depende apenas do ganho de processamento N , se torna mais relevante. Em relação ao raio de implantação r_I , quando este é aumentado a área de cobertura é reduzida, causando o mesmo efeito do

Tabela 7.2 – APC mínimo (entre parênteses, $APC_{\text{coo}} - APC_{\text{nco}}$) em $[W/km^2]$, raio ótimo r_i (entre parênteses, distância relativa ao raio da célula r_o) em $[km]$, número ótimo de RSs N_{rs}^* e probabilidade de interrupção de serviço dado carregamento do sistema \mathcal{L} e SE-alvo (ζ_k^*), para MF.

$\zeta_k^* = 0,5 \text{ bps/Hz}$						
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
APC (economia)	4,122	3,802 (0,320)	6,410	5,259 (1,151)	8,904	6,791 (2,113)
Raio (relativo)	—	1,15 (0,575 r_o)	—	1,15 (0,575 r_o)	—	1,15 (0,575 r_o)
# RSs	—	10	—	10	—	12
Prob. Interrupção	0	0	0	0	0,001	0
$\zeta_k^* = 0,9 \text{ bps/Hz}$						
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
APC (economia)	8,913	8,114 (0,799)	14,223	12,530 (1,693)	20,209	17,867 (2,342)
Raio (relativo)	—	1,10 (0,550 r_o)	—	1,05 (0,525 r_o)	—	1,00 (0,500 r_o)
# RSs	—	11	—	14	—	16
Prob. Interrupção	0,065	0,025	0,089	0,038	0,115	0,064
$\zeta_k^* = 1,25 \text{ bps/Hz}$						
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
APC (economia)	12,388	12,928 (-0,540)	19,675	20,604 (-0,929)	27,858	—
Raio (relativo)	—	0,90 (0,450 r_o)	—	0,85 (0,425 r_o)	—	—
# RSs	—	11	—	12	—	—
Prob. Interrupção	0,213	0,199	0,244	0,244	0,278	—

aumento do número de RSs. Percebe-se também que o gasto com o ruído amplificado tem grande impacto no total de potência gasta em transmissão pelas RSs, principalmente quando N_{RS} e r_i aumentam e a SE-alvo é baixa. Por exemplo, quando $\zeta_k^* = 0,5 \text{ bps/Hz}$ (Figura 7.3.a), a amplificação do ruído de fundo consome, no mínimo, cerca de 55% de toda a potência gasta pelas RSs, valor extremamente elevado.

Para analisar o impacto da potência gasta pelas RSs com usuários interferentes (Equação (5.13).(II)), considera-se apenas a potência gasta com MTs, i.e., removendo o termo (III) da Equação (5.13). Como demonstrado na Figura 7.4, o impacto destes usuários interferentes se torna maior quando o raio de implantação r_i se torna menor, e apresenta pequeno decréscimo, de cerca de 5%, quando a SE-alvo aumenta. Em relação ao efeito do raio de implantação, conforme r_i cresce, a área coberta por duas ou mais RSs se torna proporcionalmente menor que a área de interesse das RSs, reduzindo o impacto da interferência causada pelos usuários cobertos por mais de uma RS. Em relação ao efeito do aumento da SE-alvo, como é necessário elevar a potência para obter uma SE maior, este resultado é esperado.

A partir destas duas análises, percebe-se um possível problema: quando o raio de implantação é reduzido, o problema com a amplificação de ruído se torna menor, porém a potência que as RSs gastam com os usuários interferentes se torna maior; quando r_i é aumentado, o problema se inverte. Deste modo, a conclusão inicial é que pouca potência, em termos percentuais, é gasta com os usuários de interesse em qualquer situação. O gasto das RSs com os usuários de interesse em relação à potência total gasta pelos retransmissores é mostrado na Figura 7.5. Percebe-se que quando o número de RSs é aumentado de 3 para 20, a percentagem de potência gasta pelas RSs com os usuários de interesse se torna extremamente baixa. Tomando $N_{RS} = 20$, obtém-se o valor máximo de 17% quando $\mathcal{L} = 1$ e $\zeta_k^* = 1,25 \text{ bps/Hz}$. Enquanto que para $N_{RS} = 3$, a percentagem do consumo de potência com usuários de interesse é cerca de 70% do total.

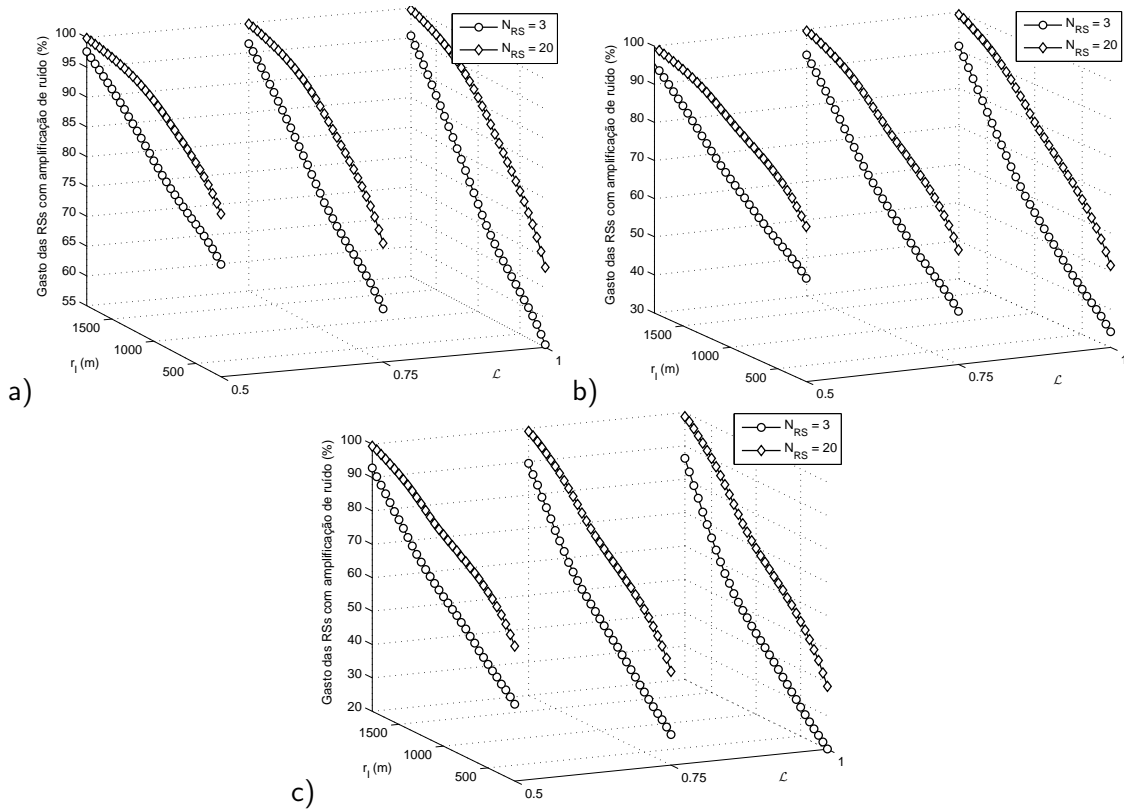


Figura 7.3 – Percentagem de potência das RSs gasta com amplificação de ruído de fundo para $N_{RS} = 3$ (melhor caso) e $N_{RS} = 20$ (pior caso) com filtro MF. $\mathcal{L} = [0, 5; 0, 75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

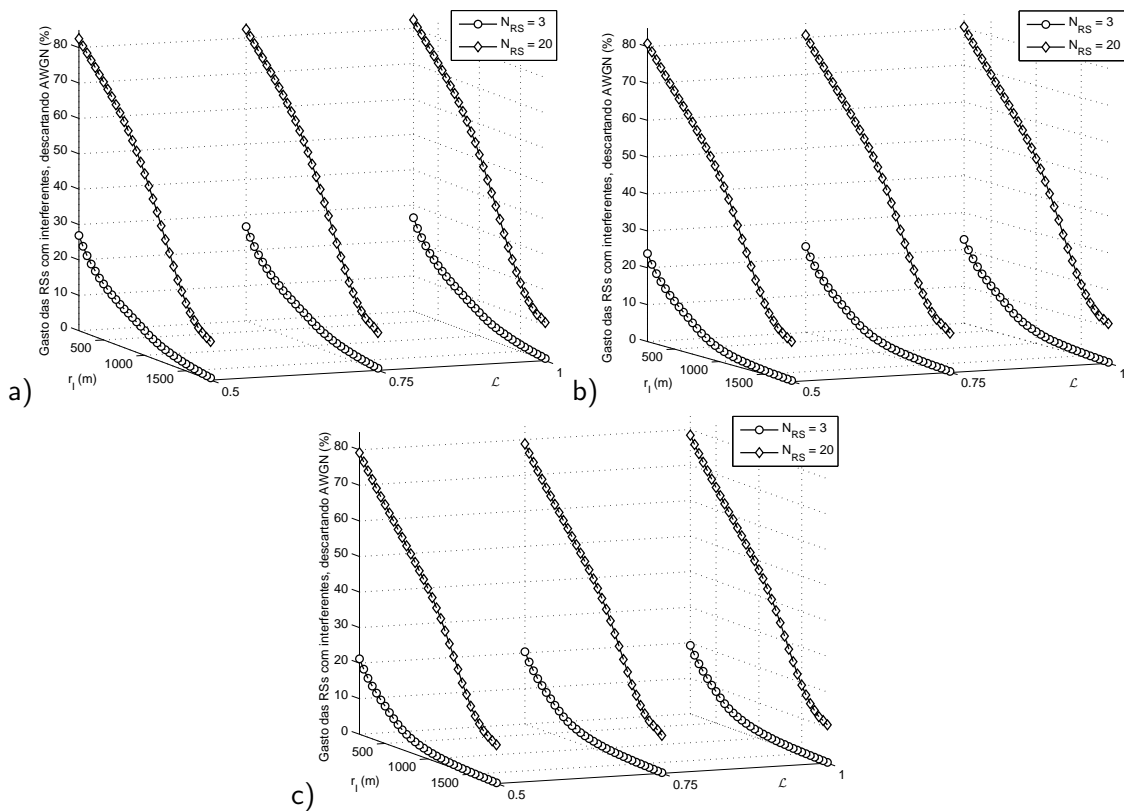


Figura 7.4 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários interferentes para $N_{RS} = 3$ (melhor caso) e $N_{RS} = 20$ (pior caso), descartando a potência gasta com amplificação de ruído de fundo, para filtro MF. $\mathcal{L} = [0, 5; 0, 75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

Assim, uma vez que o número ótimo de RSs encontra-se no intervalo $N_{RS} \in [10; 16]$, os valores percentuais de consumo de potência com usuários de interesse obtidos no caso da implementação ótima tendem a ser baixos.

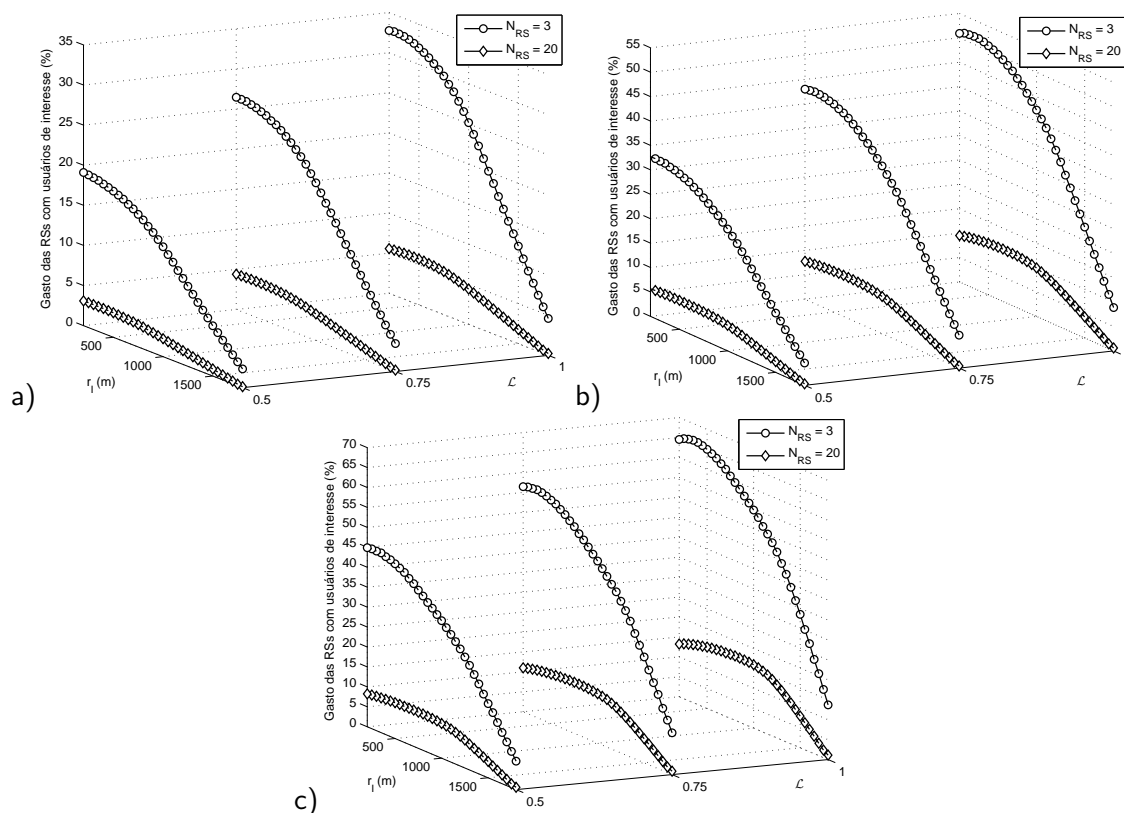


Figura 7.5 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários de interesse para $N_{RS} = 3$ (melhor caso) e $N_{RS} = 20$ (pior caso) com filtro MF. $\mathcal{L} = [0, 5; 0, 75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

Observando todos os componentes da potência de transmissão das RSs na Tabela 7.3, fica claro que o maior componente é o termo de amplificação de ruído, que corresponde a mais de 57% para qualquer caso, sendo superior a 95% no pior caso, com $\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz e $\mathcal{L} = 0,5$. Quando a interferência tende a aumentar, i.e. maior \mathcal{L} e/ou ζ_k^* , a potência gasta com MTs tende a crescer, porém o gasto com usuários de interesse e interferentes tende a ser aproximadamente o mesmo, degradando a performance do sistema. Se alguma técnica fosse utilizada para reduzir os termos de ruído e interferentes (como cancelamento de interferência), seria possível reduzir não somente a potência gasta pelas RSs, mas também a potência de todos os usuários da célula, incrementando-se a figura de mérito EE. Como consequência, todos os usuários cobertos pelas RSs poderiam reduzir suas potências para atingir a mesma SINR, os níveis de MAI gerada por estes usuários seriam reduzidos, incorrendo em redução da potência nos usuários de um salto, reduzindo o APC.

A partir das topologias otimizadas em relação a APC, aplica-se o problema de maximização de EE descrito pelo Algoritmo 4, cujos resultados médios são descritos na Tabela 7.4. Percebe-se que os ganhos em termos de eficiência energética no modo coo são extremamente elevados em relação ao modo nco, sendo próximos a 290% quando $\zeta_k^* = 0,9$ bps/Hz e $\mathcal{L} = 1$, além de probabilidade de interrupção reduzida em relação ao modo não-cooperativo. Como o sistema cooperativo considerado utiliza o dobro da largura de banda disponível para o modo não-cooperativo, faz-se necessário a introdução da métrica eficiência energética

Tabela 7.3 – Componentes do gasto de potência das RSs para as topologias otimizadas descritas na Tabela 7.2 utilizando filtro MF.

$\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	4,953	5,076	6,166
Ruído (%)	4,718 (95,239)	4,718 (92,944)	5,661 (91,817)
Interferentes (%)	0,052 (1,057)	0,080 (1,569)	0,132 (2,141)
Interesse (%)	0,183 (3,704)	0,278 (5,487)	0,373 (6,042)
$\zeta_k^* = 0,9$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	5,285	6,353	6,904
Ruído (%)	4,675 (88,452)	5,334 (83,951)	5,435 (78,720)
Interferentes (%)	0,159 (3,018)	0,361 (5,689)	0,623 (9,020)
Interesse (%)	0,451 (8,530)	0,658 (10,360)	0,846 (12,260)
$\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	3,775	4,082	—
Ruído (%)	2,917 (77,274)	2,783 (68,162)	—
Interferentes (%)	0,269 (7,137)	0,463 (11,353)	—
Interesse (%)	0,588 (15,589)	0,836 (20,485)	—

normalizada pela largura de banda, dada em $\left[\frac{\text{bits}}{\text{J}\cdot\text{Hz}}\right]$, tornando assim a comparação mais justa. Mesmo empregando esta métrica, o sistema cooperativo proposto obtém um ganho mínimo de EE em torno de 44%, para $\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz e $\mathcal{L} = 0,5$, e máximo de 94% quando $\zeta_k^* = 0,9$ bps/Hz e $\mathcal{L} = 1$, demonstrando que a inserção de RSs é extremamente benéfica em termos de incremento da eficiência energética global do sistema.

Tabela 7.4 – Eficiência Energética (EE) [bits/J], EE normalizada pela banda [bits/J.Hz] e probabilidade de interrupção de serviço para os modos cooperativo e não-cooperativo com filtro MF.

$\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz						
	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
Eficiência Energética	$3,759 \cdot 10^5$	$1,084 \cdot 10^6$	$2,886 \cdot 10^5$	$9,243 \cdot 10^5$	$2,297 \cdot 10^5$	$8,312 \cdot 10^5$
EE Normalizada	0,376	0,542	0,288	0,462	0,229	0,415
Prob. Interrupção	0,189	0,046	0,332	0,121	0,441	0,202
$\zeta_k^* = 0,9$ bps/Hz						
	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
Eficiência Energética	$3,759 \cdot 10^5$	$1,116 \cdot 10^6$	$2,886 \cdot 10^5$	$9,989 \cdot 10^5$	$2,297 \cdot 10^5$	$8,950 \cdot 10^5$
EE Normalizada	0,376	0,558	0,288	0,499	0,229	0,447
Prob. Interrupção	0,354	0,169	0,469	0,252	0,557	0,324
$\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz						
	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
Eficiência Energética	$3,759 \cdot 10^5$	$1,150 \cdot 10^6$	$2,886 \cdot 10^5$	$1,007 \cdot 10^6$	$2,297 \cdot 10^5$	—
EE Normalizada	0,376	0,575	0,288	0,503	0,229	—
Prob. Interrupção	0,443	0,309	0,541	0,389	0,618	—

Comparando os resultados de probabilidade de interrupção de serviço descritos nas Tabelas 7.2 e 7.4, percebe-se que quando a EE é maximizada a probabilidade de interrupção é aumentada. Tal comportamento ocorre devido à SINR que otimiza a EE (vista na Figura 6.4) é mais elevada que a SINR

necessária para atender ζ_k^* . Caso a SINR necessária para atingir a SE-alvo fosse maior que a obtida para máxima EE, este resultado seria invertido.

Percebe-se que a EE se mantém igual para o caso não-cooperativo para qualquer SE. Isto se deve à não utilização de SE-alvo como parâmetro do algoritmo de otimização de EE, ao contrário dos mecanismos de interrupção presentes nos Algoritmos 1 e 2, propostos na Parte I deste trabalho. Já em relação ao modo cooperativo, ocorrem alterações no valor médio da EE devido aos diferentes raios de implantação r_1 e números de RSs, i.e., N_{RS} , resultantes da minimização do APC.

Para avaliar os componentes da potência de transmissão das RSs após a otimização da EE, a Tabela 7.5 traz os mesmos índices da decomposição realizada no caso das topologias ótimas em APC da Tabela 7.3, agora porém incluindo a aplicação do algoritmo de maximização da eficiência energética. Uma vez que a SINR ótima para EE é maior que a SINR necessária para atingir as SEs-alvo, o consumo de potência dedicado aos usuários de interesse aumenta, atingindo patamares superiores a 60%; porém, ainda existe um grande gasto de recursos com ruído e usuários interferentes, que nestes cenários representam entre 38% e 50%, que se removidos implicam em ganhos em termos de EE.

Tabela 7.5 – Componentes do consumo de potência das RSs com EE otimizada utilizando filtro MF.

$\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	10,670	15,088	20,974
Ruído (%)	4,718 (44,214)	4,718 (31,269)	5,661 (26,993)
Interferentes (%)	0,478 (4,485)	0,771 (5,110)	1,486 (7,087)
Interesse (%)	5,474 (51,301)	9,599 (63,621)	13,827 (65,920)
$\zeta_k^* = 0,9$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	10,553	15,590	20,517
Ruído (%)	4,675 (44,300)	5,334 (34,213)	5,435 (26,492)
Interferentes (%)	0,565 (5,358)	1,307 (8,385)	2,256 (10,993)
Interesse (%)	5,313 (50,342)	8,949 (57,402)	12,826 (62,515)
$\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	7,421	9,491	—
Ruído (%)	2,917 (39,310)	2,783 (29,314)	—
Interferentes (%)	0,520 (7,005)	0,931 (9,817)	—
Interesse (%)	3,984 (53,685)	5,777 (60,869)	—

7.2 APC E EE PARA DETECTOR DESCORRELACIONADOR

A Figura 7.6 e a Tabela 7.6 demonstram que para valores baixos de SE-alvo, o detector DEC apresenta uma marginal degradação em termos de APC quando comparado com o detector MF. Tal comportamento é causado pelo fato de que o nível da MAI é baixo nestes casos, e o incremento no ruído de fundo causado pelo DEC é maior do que a interferência desacoplada pelo mesmo. Isto pode ser percebido também por meio dos resultados obtidos para o modo cooperativo, quando é necessário dobrar ζ_k^* . No entanto, para os casos de maior interesse de eficiência espectral, i.e., quando $\zeta_k^* = 0,9$ ou $\zeta_k^* = 1,25$, os resultados de APC para o modo cooperativo são melhores que os obtidos com detector convencional MF, obtendo economia

de cerca de $5,4 \text{ W/km}^2$ (cerca de 22%) para $\zeta_k^* = 0,9 \text{ bps/Hz}$ e carregamento $\mathcal{L} = 1$. Percebe-se também que, uma vez que o filtro DEC apresenta características de robustez tanto aos efeitos da MAI, do carregamento \mathcal{L} , bem como ao efeito perto-longe (NFR), obtém-se topologias cooperativas que minimizam o consumo de potência por área (APC) mesmo quando a exigência de eficiência espectral global do sistema cresce, i.e., $\zeta_k^* = 1,25$, o que não ocorre quando o filtro MF é empregado.

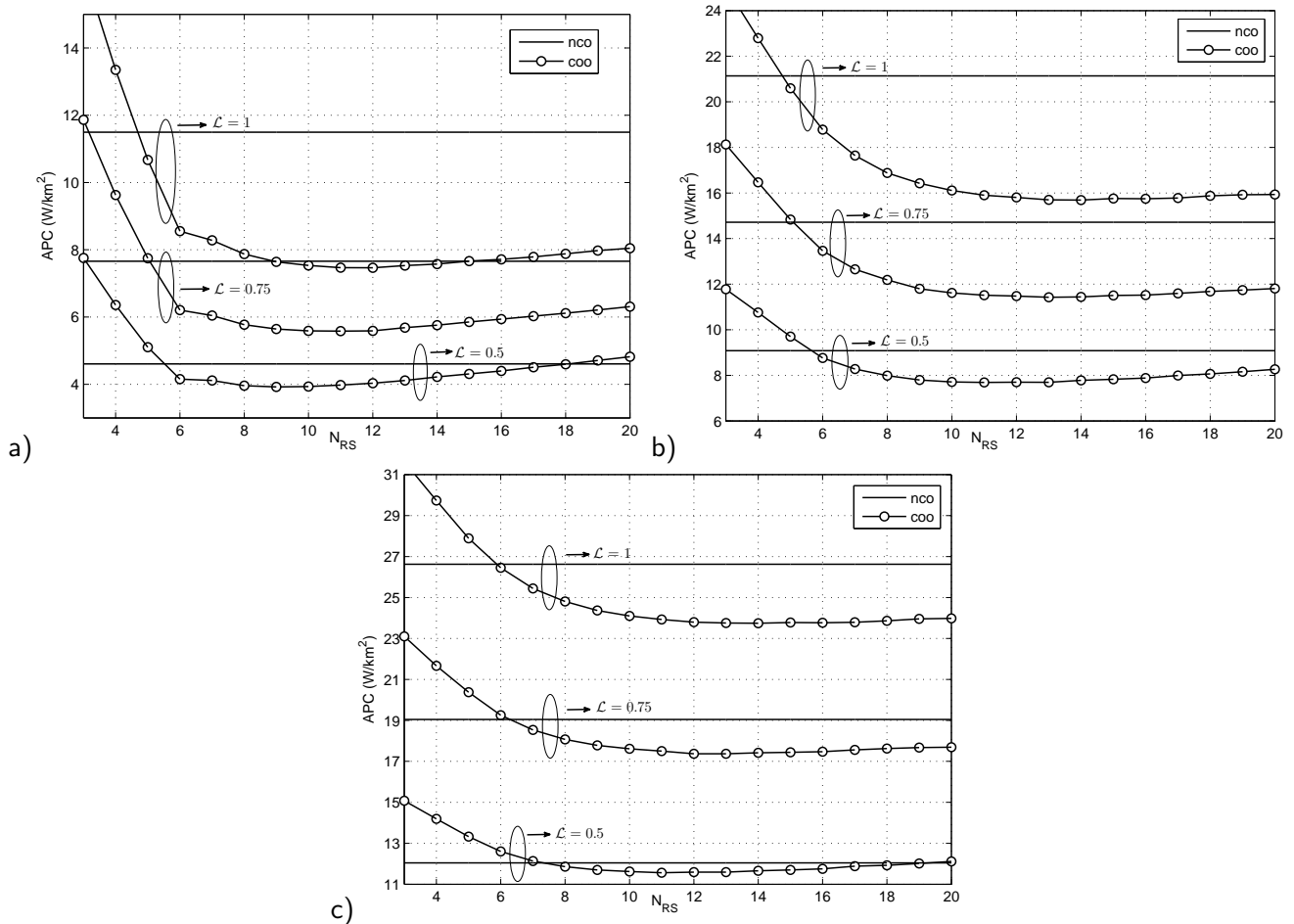


Figura 7.6 – APC para modos *coo* e *nco* com filtro DEC. $\mathcal{L} = [0,5; 0,75; 1]$, $N = 256$, $r_i \in [0,04; 0,9]r_o$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25] \text{ bps/Hz}$.

Dado que os resultados em termos de APC para MF e DEC são aproximadamente os mesmos em baixa eficiência espectral, a percentagem de potência das RSs gasta com amplificação de ruído de fundo é aproximadamente a mesma obtida para o filtro MF, conforme pode ser visto na Figura 7.7. Considerando o caso de SE-alvo mais elevada ($\zeta_k^* = 1,25 \text{ bps/Hz}$), a percentagem de potência gasta com amplificação de ruído de fundo se torna mais relevante para DEC do que para MF, devido ao fato que o APC tem significativa redução quando da utilização do detector multiusuário DEC. De qualquer modo, a contribuição da amplificação de ruído permanece elevada, principalmente quando o raio de implantação cresce ou a SE-alvo é reduzida. Uma forma de reduzir o impacto da amplificação do ruído de fundo consiste em utilizar amplificadores de baixo ruído à entrada de recepção das RSs, de modo que a potência de ruído seja reduzida.

Conforme mostrado na Figura 7.8, a percentagem de potência gasta pelas RSs para cobertura das áreas de interferência é praticamente a mesma em relação à obtida com filtro MF. Novamente, conforme o raio de implantação r_1 cresce, decresce a percentagem de potência consumida pelas RSs com os

Tabela 7.6 – APC mínimo (entre parênteses, $APC_{\text{coo}} - APC_{\text{nco}}$) em $[W/km^2]$, raio ótimo r_i (entre parênteses, distância relativa ao raio da célula r_0) em $[km]$, número ótimo de RSs N_{rs}^* e probabilidade de interrupção de serviço em relação ao carregamento do sistema \mathcal{L} e SE-alvo (ζ_k^*), com filtro DEC.

$\zeta_k^* = 0,5 \text{ bps/Hz}$						
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
APC (economia)	4,605	3,923 (0,682)	7,658	5,582 (2,076)	11,496	7,463 (4,033)
Raio (relativo)	—	1,15 (0,575 r_0)	—	1,15 (0,575 r_0)	—	1,15 (0,575 r_0)
# RSs	—	9	—	11	—	12
Prob. Interrupção	0	0	$5,989 \cdot 10^{-5}$	$1,302 \cdot 10^{-5}$	0,001	0
$\zeta_k^* = 0,9 \text{ bps/Hz}$						
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
APC (economia)	9,083	7,687 (1,396)	14,715	11,423 (3,292)	21,139	15,688 (5,451)
Raio (relativo)	—	1,15 (0,575 r_0)	—	1,10 (0,55 r_0)	—	1,10 (0,55 r_0)
# RSs	—	11	—	13	—	14
Prob. Interrupção	0,072	0,013	0,103	0,023	0,135	0,023
$\zeta_k^* = 1,25 \text{ bps/Hz}$						
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
APC (economia)	12,041	11,562 (0,479)	19,046	17,368 (1,678)	26,626	23,743 (2,883)
Raio (relativo)	—	1,0 (0,50 r_0)	—	0,95 (0,475 r_0)	—	0,95 (0,475 r_0)
# RSs	—	11	—	12	—	14
Prob. Interrupção	0,198	0,133	0,225	0,160	0,252	0,164

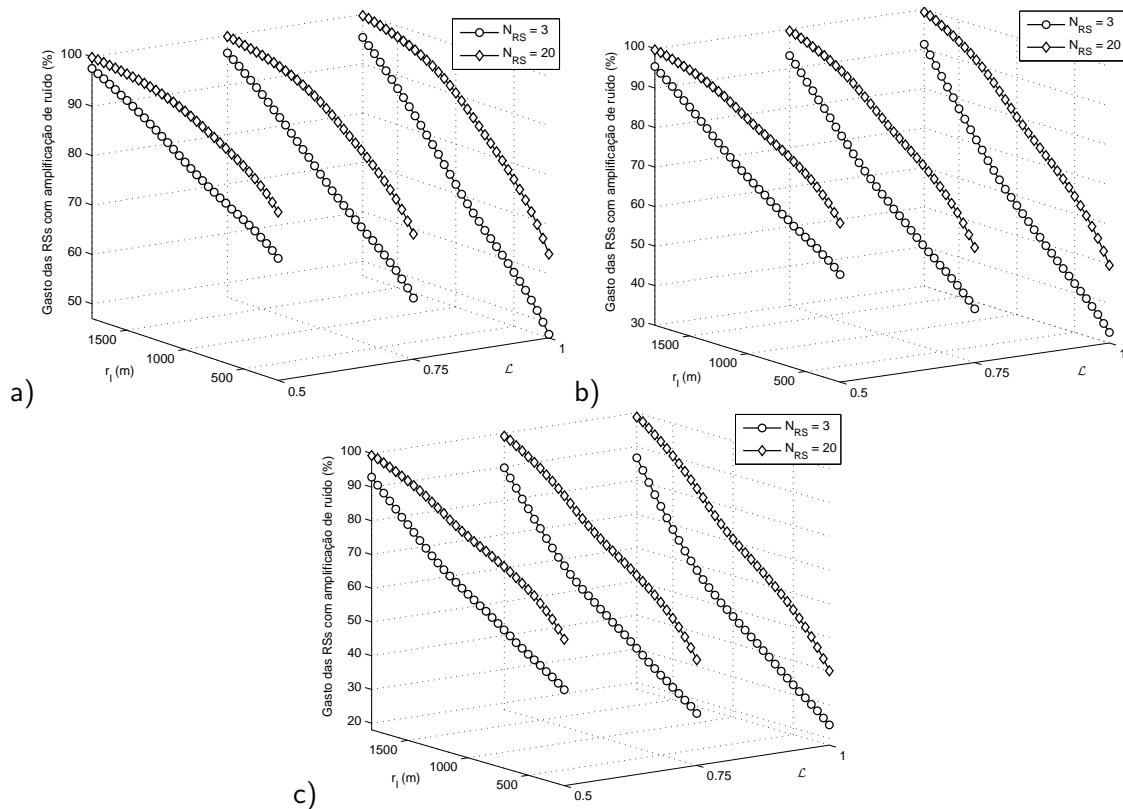


Figura 7.7 – Percentagem de potência das RSs gasta com amplificação de ruído de fundo para $N_{rs} = 3$ (melhor caso) e $N_{rs} = 20$ (pior caso) com filtro DEC. $\mathcal{L} = [0,5; 0,75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25] \text{ bps/Hz}$.

sinais dos usuários interferentes.

Analisando o consumo de potência das RSs com os usuários de interesse, resumido na

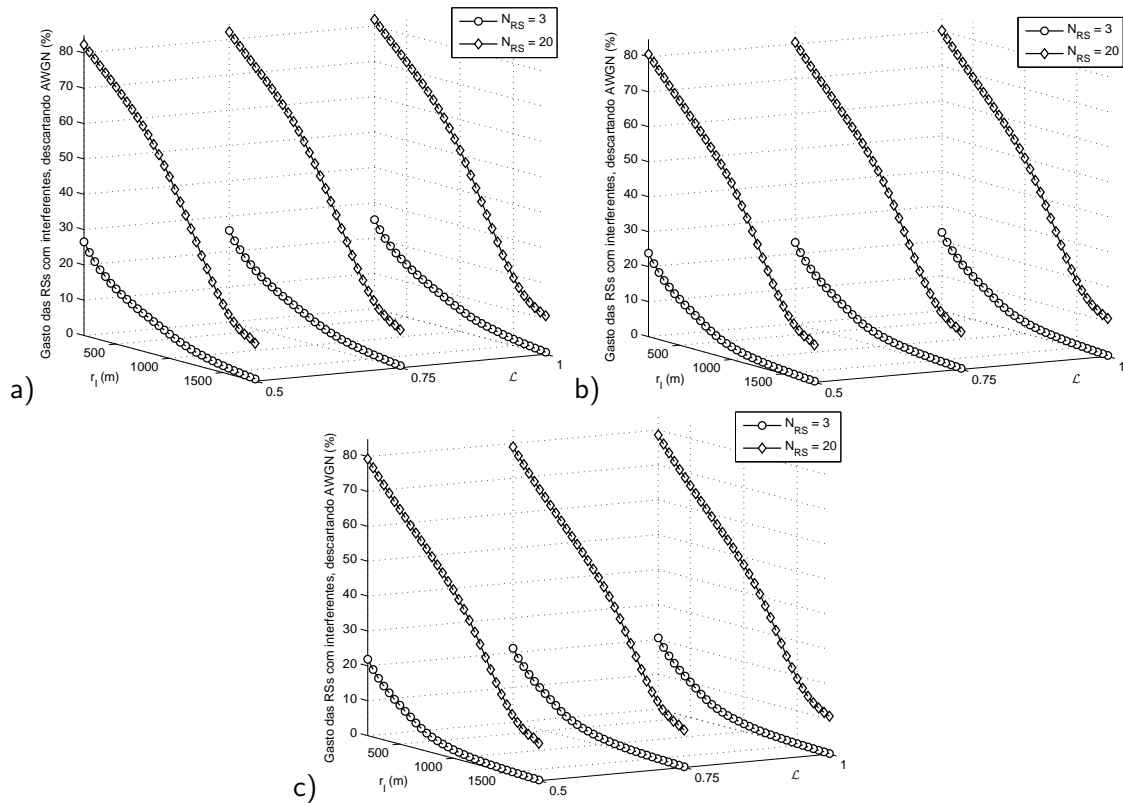


Figura 7.8 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários interferentes para $N_{RS} = 3$ (melhor caso) e $N_{RS} = 20$ (pior caso), descartando a potência gasta com amplificação de ruído de fundo, para filtro DEC. $\mathcal{L} = [0, 5; 0, 75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

Figura 7.9, percebe-se como o protocolo AF se torna ineficiente quando o número de RSs é aumentado. Como a participação dos termos de ruído amplificado e usuários interferentes aumenta quando o número de RSs cresce, espera-se que a potência consumida com os usuários de interesse seja reduzida. Quando $N_{RS} = 20$, a percentagem de potência gasta com os usuários de interesse é menor que 17% para qualquer raio de implantação e SE-alvo considerados, sendo inferior a 7% quando $\zeta_k^* = 0,5$. A Tabela 7.7 detalha os componentes da potência de transmissão das RSs para a topologia ótima em termos de APC, tornando claro que o ruído de fundo amplificado é o termo dominante, consumindo ao menos 66% da potência gasta. Mesmo que o termo de ruído seja descartado, o gasto com usuários interferentes está na faixa de [25, 50]% da potência gasta com os usuários de interesse, demonstrando o impacto das áreas cobertas por mais de uma RS.

Analisando-se os resultados de desempenho com o detector DEC, percebe-se que o ganho em termos de EE é expressivo, entre 40% ($\mathcal{L} = 0,5$ e $\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz) e 85% ($\mathcal{L} = \infty$ e $\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz) quando comparado o modo cooperativo de ambos os filtros, e entre 75% ($\mathcal{L} = 0,5$) e 150% ($\mathcal{L} = 1$) quando comparados os modos não-cooperativos de ambos os filtros. Ademais, quando analisada a EE normalizada pela largura de banda, percebe-se que o ganho ao se empregar o modo cooperativo com DEC atinge 31% em relação ao modo não-cooperativo com DEC quando $\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz e $\mathcal{L} = 1$, e 240% ao se comparar o modo cooperativo empregando DEC e o modo não-cooperativo com MF para $\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz e $\mathcal{L} = 1$, demonstrando a necessidade e o expressivo ganho com o uso de filtros de detecção capazes de mitigar a MAI. Percebe-se também que a combinação do modo cooperativo com DEC é de grande valia na redução da probabilidade de interrupção de serviço, possibilitando a manutenção de critérios mínimos de qualidade de

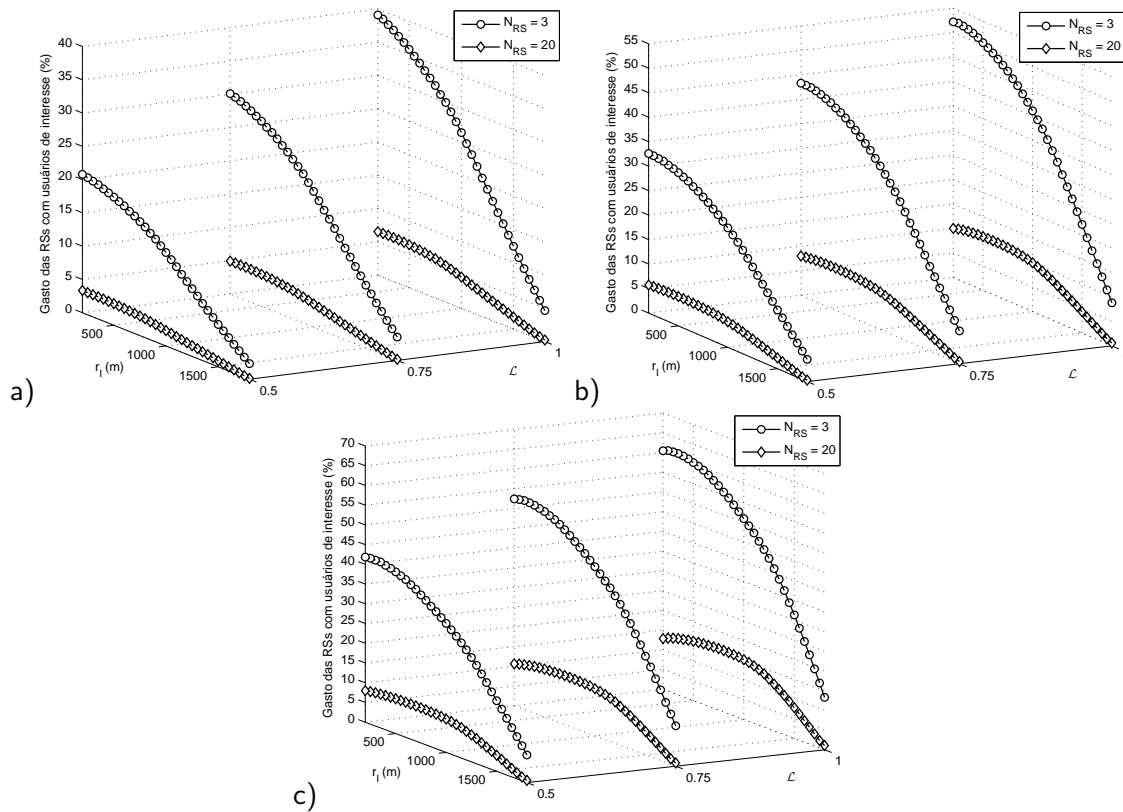


Figura 7.9 – Percentagem de potência das RSs gasta com usuários de interesse para $N_{rs} = 3$ (melhor caso) e $N_{rs} = 20$ (pior caso) com filtro DEC. $\mathcal{L} = [0, 5; 0, 75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

Tabela 7.7 – Componentes da potência de transmissão das RSs para as topologias otimizadas descritas na Tabela 7.6 usando DEC.

$\zeta_k^* = 0,5$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	4,483	5,571	6,196
Ruído (%)	4,246 (94,714)	5,189 (93,144)	5,661 (91,367)
Interferentes (%)	0,048 (1,065)	0,093 (1,670)	0,140 (2,259)
Interesse (%)	0,189 (4,221)	0,289 (5,186)	0,395 (6,374)
$\zeta_k^* = 0,9$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	5,799	6,519	7,347
Ruído (%)	5,189 (89,491)	5,525 (84,740)	5,950 (80,985)
Interferentes (%)	0,147 (2,536)	0,306 (4,696)	0,458 (6,238)
Interesse (%)	0,463 (7,973)	0,688 (10,564)	0,939 (12,777)
$\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	4,686	5,041	6,349
Ruído (%)	3,737 (79,734)	3,614 (71,681)	4,216 (66,397)
Interferentes (%)	0,267 (5,708)	0,463 (9,187)	0,798 (12,577)
Interesse (%)	0,682 (14,558)	0,964 (19,132)	1,335 (21,026)

serviço.

Finalmente, a análise dos componentes de potência das RSs após a otimização da EE, descritos na Tabela 7.9, conduz às mesmas conclusões encontradas no caso da utilização do detector MF. Apesar do gasto com os usuários de interesse aumentar em relação ao obtido na Tabela 7.7, mantendo-se entre 45% e 59%, ainda há um grande gasto com termos residuais. Percebe-se ainda que proporcionalmente o

Tabela 7.8 – Eficiência Energética (EE) [bits/J], EE normalizada pela banda [bits/J.Hz] e probabilidade de interrupção de serviço para os modos cooperativo e não-cooperativo e filtro DEC.

$\zeta_k^* = 0,5 \text{ bps/Hz}$						
	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
Eficiência Energética	$6,630 \cdot 10^5$	$1,532 \cdot 10^6$	$6,303 \cdot 10^5$	$1,561 \cdot 10^6$	$5,949 \cdot 10^5$	$1,536 \cdot 10^6$
EE Normalizada	0,663	0,766	0,630	0,780	0,594	0,768
Prob. Interrupção	0	$5,156 \cdot 10^{-4}$	$4,687 \cdot 10^{-5}$	$1,302 \cdot 10^{-5}$	0,001	0
$\zeta_k^* = 0,9 \text{ bps/Hz}$						
	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
Eficiência Energética	$6,630 \cdot 10^5$	$1,579 \cdot 10^6$	$6,303 \cdot 10^5$	$1,595 \cdot 10^6$	$5,949 \cdot 10^5$	$1,565 \cdot 10^6$
EE Normalizada	0,663	0,789	0,630	0,797	0,594	0,782
Prob. Interrupção	0,074	0,014	0,104	0,023	0,135	0,022
$\zeta_k^* = 1,25 \text{ bps/Hz}$						
	$\mathcal{L} = 0,50$		$\mathcal{L} = 0,75$		$\mathcal{L} = 1,00$	
	nco	coo	nco	coo	nco	coo
Eficiência Energética	$6,630 \cdot 10^5$	$1,606 \cdot 10^6$	$6,303 \cdot 10^5$	$1,588 \cdot 10^6$	$5,949 \cdot 10^5$	$1,562 \cdot 10^6$
EE Normalizada	0,663	0,803	0,630	0,794	0,594	0,781
Prob. Interrupção	0,198	0,133	0,224	0,161	0,253	0,165

gasto com a parcela de ruído é maior com DEC que com MF, afinal o primeiro detector, por ser mais eficiente, reduz a potência de transmissão gasta pelos MTs, fazendo com que a potência gasta com amplificação de ruído seja relativamente mais relevante.

Tabela 7.9 – Componentes do gasto de potência das RSs com EE otimizada utilizando filtro DEC.

$\zeta_k^* = 0,5 \text{ bps/Hz}$			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	8,912	12,866	16,636
Ruído (%)	4,246 (47,643)	5,189 (40,336)	5,661 (34,031)
Interferentes (%)	0,353 (3,968)	0,741 (5,757)	1,157 (6,955)
Interesse (%)	4,313 (48,389)	6,936 (53,907)	9,818 (59,014)
$\zeta_k^* = 0,9 \text{ bps/Hz}$			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	10,372	13,765	17,634
Ruído (%)	5,189 (50,036)	5,525 (40,136)	5,950 (33,741)
Interferentes (%)	0,490 (4,716)	0,974 (7,075)	1,474 (8,358)
Interesse (%)	4,693 (45,248)	7,266 (52,789)	10,210 (57,901)
$\zeta_k^* = 1,25 \text{ bps/Hz}$			
Parâmetros	$\mathcal{L} = 0,50$	$\mathcal{L} = 0,75$	$\mathcal{L} = 1,00$
Potência total [W]	8,093	10,223	13,827
Ruído (%)	3,737 (46,173)	3,614 (35,345)	4,216 (30,489)
Interferentes (%)	0,481 (5,947)	0,819 (8,015)	1,411 (10,204)
Interesse (%)	3,875 (47,880)	5,790 (56,640)	8,200 (59,307)

7.3 CONCLUSÕES DA PARTE II

A Figura 7.10 e Figura 7.11 sintetizam a análise comparada desenvolvida anteriormente; são enfatizados os ganhos obtidos combinando-se os modos coo e nco aos filtros de detecção uniusuário (MF) e multiusuário Descorrelacionador.

Assim, a Figura 7.10 compara o consumo de potência por área (APC) e probabilidade de interrupção de serviço para situações de baixa, média e alta eficiência espectral. Para baixa SE ($\zeta_k = 0,5$ bps/Hz), o impacto da utilização de redes cooperativas (modo *coo*) é superior ao da otimização de filtro, dado que o nível de interferência desacoplada pelo filtro DEC é inferior ao incremento do ruído de fundo. Estes resultados apresentam uma inversão de comportamento quando a eficiência espectral é elevada, i.e. $\zeta_k^* \geq 0,9$ bps/Hz, caracterizando configurações de sistema onde a combinação do modo cooperativo e DEC conduz a uma maior eficiência do sistema em relação ao emprego de redes cooperativas, porém com uso do MF. Quando $\zeta_k^* = 1,25$ bps/Hz, o mero emprego do modo cooperativo não é capaz de atingir ganhos em termos de APC, demonstrando que a MAI possui grande impacto negativo no APC quando a SE-alvo cresce. Esta mesma tendência também pode ser verificada em relação à probabilidade de interrupção de serviço, demonstrando que nos casos de grande interesse comercial, i.e., maiores SE-alvo, elevados carregamentos de sistema e baixa probabilidade de *outage*, a combinação de redes cooperativas e otimização do filtro de detecção torna-se fundamental.

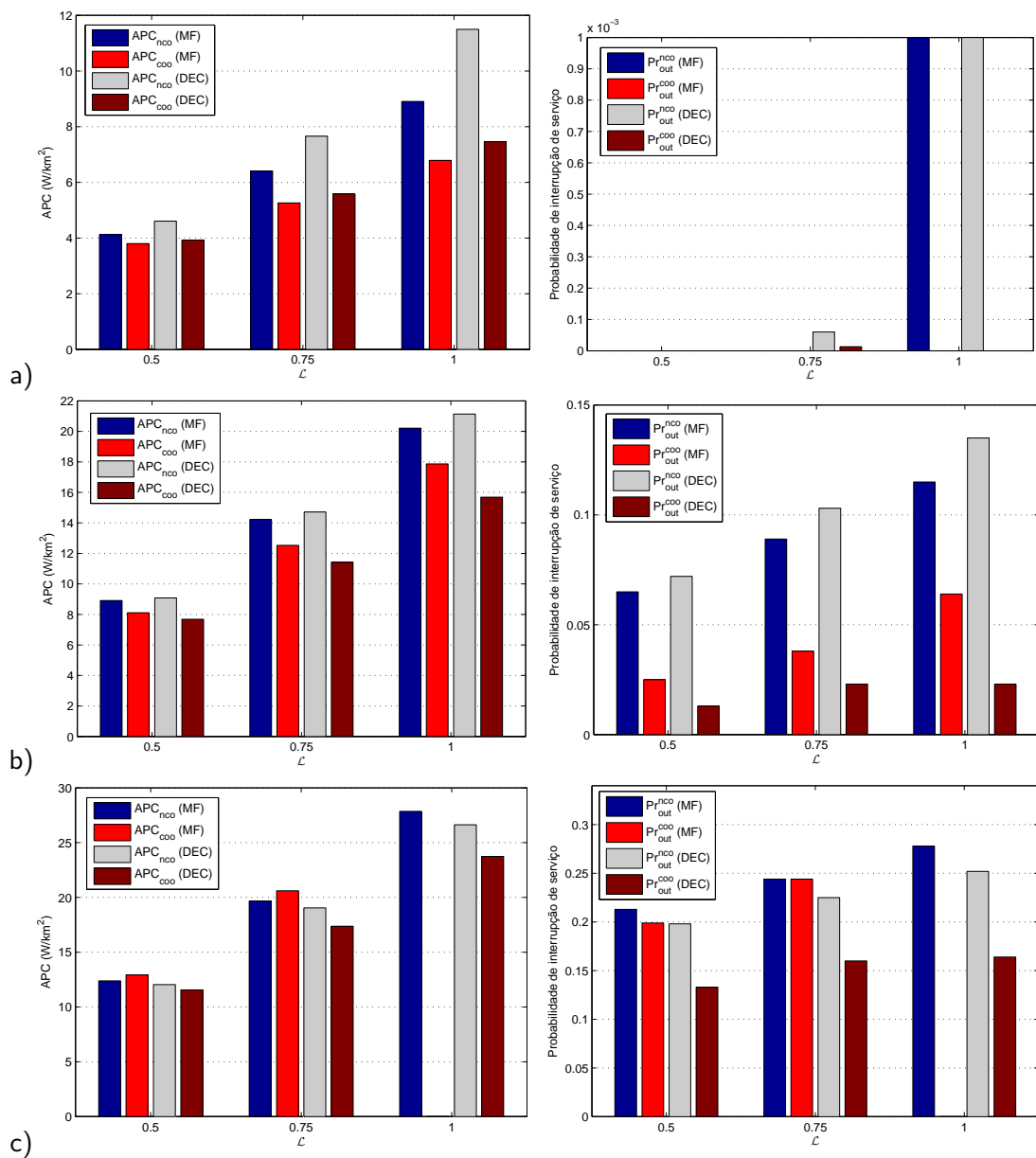


Figura 7.10 – Consumo de potência por área e probabilidade de interrupção para MF e DEC nos modos *nco* e *coo*. $\mathcal{L} = [0,5; 0,75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

Analogamente, analisando os gráficos de EE normalizada e probabilidade de interrupção de serviço mostrados na Figura 7.11, percebe-se que o mero emprego de técnicas cooperativas não é suficiente para obter ganhos tanto em termos de EE normalizada quanto de redução da probabilidade de interrupção. Nota-se que os resultados utilizando o modo cooperativo com MF são inferiores aos obtidos com modo não-cooperativo utilizando DEC, porém os ganhos do modo cooperativo com DEC são muito superiores aos obtidos com modo não-cooperativo e MF, no mínimo 103% superior. Deste modo, a conclusão acerca da necessidade de otimização de filtro obtida no contexto da Seção 4.3 mostra-se novamente verdadeira. Em relação aos resultados acerca de probabilidade de interrupção de serviço, para $\zeta_k^* = 0,5$ com DEC, obteve-se uma $\text{Pr}_{\text{outage}} = 0$; mais precisamente, $\text{Pr}_{\text{outage}} < \frac{1}{2000} = 5 \cdot 10^{-4}$, dado que o número de realizações Monte-Carlo foi insuficiente para obter uma configuração de canal e sistema que resultasse em interrupção de serviço.

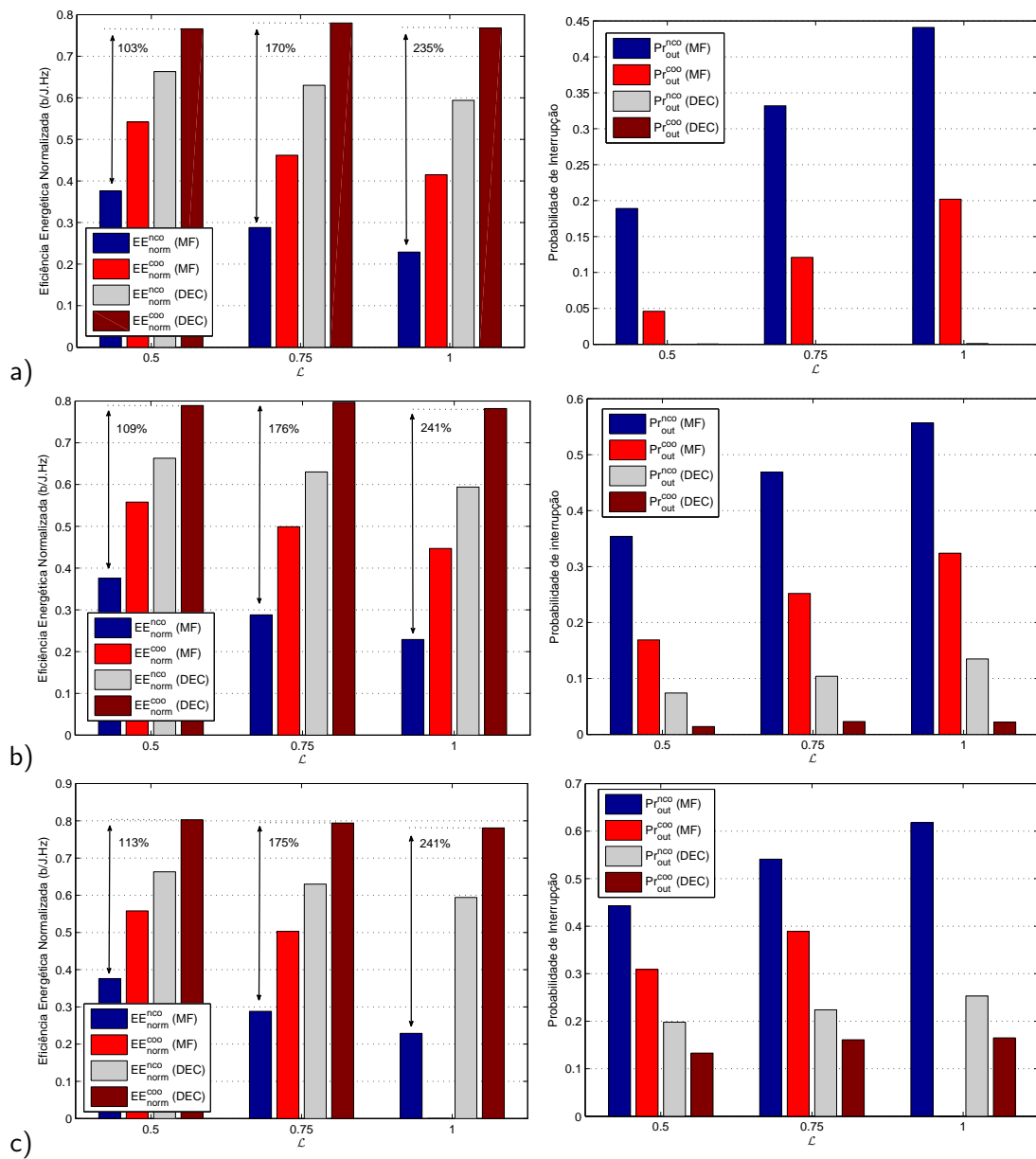


Figura 7.11 – Eficiência energética normalizada pela largura de banda utilizada e probabilidade de interrupção para MF e DEC nos modos nco e coo, indicando o ganho obtido em termos de EE normalizada quando do emprego do modo coo e filtro DEC. $\mathcal{L} = [0,5; 0,75; 1]$, $N = 256$ e $\zeta_k^* = [a) 0,5; b) 0,9; c) 1,25]$ bps/Hz.

Verifica-se que a utilização do protocolo AF resulta em gasto de potência excessivo com a amplificação do ruído de fundo e cobertura de usuários interferentes, os quais resultam em perdas tanto em termos de APC quanto de EE. Apesar deste resultado, a utilização de protocolos regenerativos no cenário *out-of-band* proposto neste trabalho não é aconselhável por dois motivos:

- Como os protocolos regenerativos necessitam receber todo o pacote antes de iniciar a retransmissão, cada uma das bandas ficaria 50% do tempo ociosa, em relação aos usuários de dois saltos;
- Para compensar a ociosidade, seria necessário duplicar novamente a eficiência espectral para os usuários de dois saltos, i.e., quadruplicar a SE-alvo do modo não cooperativo.

Assim, seria necessário modificar o modelo de sistema para considerar retransmissão duplexada em tempo ou frequência, e então comparar os dois tipos de protocolos.

Por fim, a separação do problema em duas etapas sequenciais de otimização resulta em solução sub-ótima, dado que a SINR que maximiza a EE é diferente para os usuários de um e dois saltos, ao contrário do que acontece no problema de minimização do APC. A diferença entre as SINRs ótimas é causada pelo fator de penalização ζ imposto à eficiência dos usuários de dois saltos, conforme demonstrado na Figura 6.4. Deste modo, a resolução conjunta dos problemas de escolha de topologia de implantação e maximização de EE, apesar do conseqüente aumento de complexidade, tende a obter resultados superiores. Proposições acerca deste procedimento, tais como utilização de heurísticas ou simplificações no modelo de sistema, são deixadas como trabalhos futuros.

8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este trabalho analisou o compromisso entre as eficiências energética (EE) e espectral (SE) em sistemas DS-CDMA, propondo técnicas para otimização da eficiência energética por meio de proposição de algoritmos e utilização de redes cooperativas. A partir dos resultados numéricos apresentados, nota-se que a interferência de múltiplo acesso (MAI) é determinante tanto no compromisso EE-SE quanto na maximização da eficiência energética, de forma que quanto mais elevado for o nível da MAI, piores são os resultados em termos de EE e menor é o *gap* entre a máxima SE e a SE atingida no ponto de máxima EE. A partir desta conclusão, a otimização do filtro de detecção utilizado se torna um fator primordial, concorrendo para a obtenção de ganhos superiores a uma ordem de grandeza conforme o carregamento de sistema cresce, i.e., a MAI cresce, com a utilização do detector multiusuário Descorrelacionador.

A partir dos Algoritmos 1 e 2, conclui-se que um dos grandes responsáveis pelo aumento da MAI, e conseqüente perda em EE, são os usuários que não conseguem atingir o ponto de máxima EE, alocando potência máxima de transmissão disponível nos MTs, dada a característica de estrita quase-concavidade da função de maximização da EE. Este efeito é mais frequente nos usuários localizados na borda da célula, dado a dependência polinomial da perda de percurso com a distância. Com a interrupção de serviço destes usuários não-ótimos em EE (Algoritmo 1) ou pelo menos os que não atingem os requisitos de QoS estabelecidos (Algoritmo 2), é possível atingir grandes ganhos em termos de EE, porém tal procedimento apenas ignora o problema da MAI, sem encontrar uma solução para estes usuários em área de cobertura crítica.

De modo a maximizar a eficiência energética e ao mesmo tempo reduzir a probabilidade de interrupção de serviço, neste trabalho foi empregado o paradigma de redes cooperativas; com a instalação de estações retransmissoras (RS) fixas, com localização e número otimizados, buscou-se reduzir a MAI nos usuários de borda, de modo que a EE pudesse ser maximizada. Os resultados de simulação demonstraram que o ganho em EE no modo de transmissão cooperativo é considerável, e se combinado com técnicas otimizadas de detecção, i.e. detecção multiusuário, resultam em ganhos de ao menos 100% sobre o sistema não cooperativo com detector uniusuário convencional MF, em termos de EE normalizada pela largura de banda, reforçando o impacto da MAI sobre a EE.

O emprego de protocolos mais eficientes para retransmissão, além da solução conjunta do problema de implantação das RSs e maximização da EE, possibilita a obtenção de um considerável ganho na eficiência energética. Esta linha de investigação é deixada para trabalhos futuros.

8.1 PUBLICAÇÕES

8.1.1 Publicações Diretamente Relacionadas ao Tema

1. A. R. C. Souza, T. Abrão, L. D. H. Sampaio, P. J. E. Jeszensky, **Energy and Spectral Efficiencies Trade-off with Filter Optimization in Multiple Access Interference-Aware Networks**, XXX SBrC, Maio/2012, p. 30-43.
2. A. R. C. Souza, T. Abrão, F. R. Durand, L. D. H. Sampaio, P. J. E. Jeszensky, **Energy and Spectral Efficiencies Trade-off in Multiple Access Interference-Aware Networks**, XXX SBrT, Setembro/2012, p. 1-5, ISBN 978-85-89748-07-0.
3. A. R. C. Souza, T. Abrão, **Interference-Limited Fixed Relaying Aided Macro-Cellular CDMA Networks**, Capítulo de livro aceito para publicação no *Green Networking and Communications*, Auerbach Publications.
4. A. R. C. Souza, T. Abrão, P. J. E. Jeszensky, L. Hanzo, **Fixed-Relay Positioning for CDMA Networks**, Em processo de submissão (congresso).

8.1.2 Publicações Indiretamente Relacionadas ao Tema

1. A. R. C. Souza, R. de O. Ribeiro, A. M. Mussi, T. Abrão, **Detecção de Busca Local em Redes de Múltiplo Acesso DS/CDMA**, IEEE Latin America Transactions, Março/2012, p. 1-7, ISSN 1548-0992.
2. A. R. C. Souza, M. L. Proença JR., T. Abrão, **Redes de Comunicação Sem Fio Cooperativas: Protocolos, Topologias e Desempenho**, Semina: Ciências Exatas e Tecnológicas, 2011, p. 167-180, ISSN 1676-5451.
3. A. R. C. Souza, A. M. Mussi, R. de O. Ribeiro, T. Abrão, **Avaliação de Desempenho de Detectores de Busca Local Implementados em DSP**. I Congresso de Iniciação Científica e Pós-Graduação, Setembro/2010, p. 201-204, ISBN 1983-8301.
4. A. R. C. Souza, A. M. Mussi, R. de O. Ribeiro, T. Abrão, **Estruturas, Algoritmos, Otimização de Desempenho-Capacidade e Análise de Viabilidade de Sistemas CDMA de 4a. Geração**, XIX Encontro Anual de Iniciação Científica, Outubro/2010, p. 1-4.

REFERÊNCIAS

- [1] LAHIRI, K. et al. Battery-driven system design: a new frontier in low power design. In: *Design Automation Conference, 2002. Proceedings of ASP-DAC 2002. 7th Asia and South Pacific and the 15th International Conference on VLSI Design. Proceedings*. Bangalore, Índia: IEEE, 2002. p. 261–267.
- [2] SUN, J.; WU, D.; CI, S. Battery capacity footprinting and optimization analysis for wireless multimedia communication. In: *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM 2011), 2011 IEEE*. Houston, EUA: IEEE, 2011. p. 1–5. ISSN 1930-529X.
- [3] STANCZAK, S.; WICZANOWSKI, M.; BOCHE, H. *Resource Allocation in Wireless Networks: Theory and Algorithms*. Alemanha: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2006. ISBN 3-540-46248-1.
- [4] MESHKATI, F. et al. A game-theoretic approach to energy-efficient modulation in cdma networks with delay constraints. In: *Radio and Wireless Symposium, 2007 IEEE*. Long Beach, EUA: IEEE, 2007. p. 11–14.
- [5] BUZZI, S.; POOR, H.; ZAPPONE, A. Transmitter waveform and widely linear receiver design: Noncooperative games for wireless multiple-access networks. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 56, n. 10, p. 4874–4892, Out. 2010. ISSN 0018-9448.
- [6] MIAO, G.; HIMAYAT, N.; LI, Y. Energy-efficient link adaptation in frequency-selective channels. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 58, n. 2, p. 545–554, Fev. 2010. ISSN 0090-6778.
- [7] HAN, C. et al. Green radio: radio techniques to enable energy-efficient wireless networks. *Communications Magazine, IEEE*, v. 49, n. 6, p. 46–54, Jun. 2011. ISSN 0163-6804.
- [8] MIAO, G. et al. Low-complexity energy-efficient ofdma. In: *Communications, 2009. ICC '09. IEEE International Conference on*. Dresden, Alemanha: IEEE, 2009. p. 1–5. ISSN 1938-1883.
- [9] MESHKATI, F. et al. An energy-efficient approach to power control and receiver design in wireless data networks. *Communications, IEEE Transactions on*, v. 53, n. 11, p. 1885–1894, Nov. 2005. ISSN 0090-6778.
- [10] BUZZI, S.; POOR, H. Joint receiver and transmitter optimization for energy-efficient cdma communications. *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, v. 26, n. 3, p. 459–472, Abr. 2008. ISSN 0733-8716.
- [11] CHEN, Y. et al. Fundamental trade-offs on green wireless networks. *Communications Magazine, IEEE*, v. 49, n. 6, p. 30–37, Jun. 2011. ISSN 0163-6804.
- [12] MIAO, G. et al. Distributed interference-aware energy-efficient power optimization. *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, v. 10, n. 4, p. 1323–1333, Abr. 2011. ISSN 1536-1276.
- [13] NOSRATINIA, A.; HEDAYAT, A. Network architectures and research issues in cooperative cellular wireless networks. In: *Cooperative Cellular Wireless Networks*. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2011. p. 3–13. ISBN 978-0-521-76712-5.
- [14] MEULEN, E. C. V. D. Three-terminal communication channels. *Advances in Applied Probability*, Applied Probability Trust, v. 3, n. 1, p. 120–154, 1971. ISSN 00018678.
- [15] COVER, T.; GAMAL, A. Capacity theorems for the relay channel. *Information Theory, IEEE Transactions on*, v. 25, n. 5, p. 572–584, Set. 1979. ISSN 0018-9448.

- [16] RAMAN, C. et al. Collaborative relaying in downlink cellular systems. In: *Cooperative Cellular Wireless Networks*. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2011. p. 176–205. ISBN 978-0-521-76712-5.
- [17] KRAMER, G.; MARIĆ, I.; YATES, R. D. Cooperative communications. *Found. Trends Netw.*, Now Publishers Inc., Hanover, EUA, v. 1, n. 3, p. 271–425, 2006. ISSN 1554-057X.
- [18] FUDENBERG, D.; TIROLE, J. *Game Theory*. EUA: MIT Press, 1991. ISBN 0-262-06141-4.
- [19] SCUTARI, G. et al. Convex optimization, game theory, and variational inequality theory. *IEEE Signal Processing Magazine*, p. 35–49, Mai. 2010. ISSN 1053-5888.
- [20] SCUTARI, G.; PALOMAR, D. P.; BARBAROSSA, S. Competitive optimization of cognitive radio mimo systems via game theory. In: *Convex optimization in signal processing and communications*. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2010. p. 387–443. ISBN 9780521762229.
- [21] BOYD, S.; VANDENBERGHE, L. *Convex Optimization*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2004. Available on <http://www.stanford.edu/~boyd/cvxbook/>. ISBN 0-521-83378-7.
- [22] SAMPAIO, L. D. H. et al. Hybrid heuristic-waterfilling game theory approach in mc-cdma resource allocation. *Applied Soft Computing*, 2011. ISSN 1568-4946.
- [23] ZAPPONE, A. et al. Energy-efficient non-cooperative resource allocation in multi-cell ofdma systems with multiple base station antennas. In: *Online Conference on Green Communications (GreenCom), 2011 IEEE*. Sem sede (Congresso online): IEEE, 2011. p. 82–87.
- [24] IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Broadband Wireless Access Systems Amendment 3: Advanced Air Interface. *IEEE Std 802.16m-2011 (Amendment to IEEE Std 802.16-2009)*, p. 1–1112, 6 2011.
- [25] 3GPP. *Overview of 3GPP Release 11 V0.1.2 (2012-09)*. 2012. Disponível em: http://www.3gpp.org/ftp/Information/WORK_PLAN/Description_Releases/Rel-11_description_20120924.zip. Acesso em: 15 de Out. de 2012.
- [26] VERDÚ, S. *Optimum Multiuser Signal Detection*. Tese (Doutorado) — University of Illinois, 1984.
- [27] LUPAS, R.; VERDÚ, S. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. *Information Theory, IEEE Transactions on*, n. 1, p. 123–136, 1989. ISSN 0018-9448.
- [28] MOSHAVI, S. Multi-user detection for ds-cdma communications. *Communications Magazine, IEEE*, v. 34, n. 10, p. 124–136, Out. 1996. ISSN 0163-6804.
- [29] SHANNON, C. E. A mathematical theory of communication. *Bell System Technical Journal*, v. 27, p. 379–423 e 623–656, 1948.
- [30] GOLDSMITH, A.; VARAIYA, P. Capacity of fading channel with channel side information. *IEEE Transactions on Information Theory*, v. 43, n. 6, p. 1986–1992, Nov. 1995. ISSN 0018-9448.
- [31] TSE, D.; VISWANATH, P. *Fundamentals of Wireless Communications*. Inglaterra: Cambridge University Press, 2005. ISBN 0-521-84527-0.
- [32] GOLDSMITH, A. J.; CHUA, S. G. Variable-rate variable-power mqam for fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, v. 45, n. 10, p. 1218–1230, Out. 1997. ISSN 0090-6778.
- [33] ETSI. *ETSI TR 136 913 V11.0.0 (2012-11)*. 2012. Disponível em: http://www.etsi.org/deliver/etsi_tr/136900_136999/136913/11.00.00_60/tr_136913v110000p.pdf. Acesso em: 20 de Nov. de 2012.
- [34] GOODMAN, D. J.; MANDAYAN, N. B. Power control for wireless data. *IEEE Personal Communication Magazine*, v. 7, n. 4, p. 48–54, Abr. 2000. ISSN 1070-9916.

- [35] SARAYDAR, C.; MANDAYAM, N.; GOODMAN, D. Efficient power control via pricing in wireless data networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 50, n. 2, p. 291–303, Fev. 2002. ISSN 0090-6778.
- [36] SUN, J.; WU, Q. hui. A non-cooperative power control game via new pricing in cognitive radio. In: *Wireless Communications Signal Processing, 2009. WCSP 2009. International Conference on*. Nanjing, China: IEEE, 2009. p. 1–5.
- [37] WU, S.; WANG, X.; LIU, J. A power control game via new pricing with dynamic coefficient in cognitive radio. In: *Communications and Mobile Computing (CMC), 2011 Third International Conference on*. Qingdao, China: IEEE, 2011. p. 262–265.
- [38] FAZEL, K.; KAISER, S. *Multi-Carrier and Spread Spectrum Systems: From OFDM and MC-CDMA to LTE and WiMAX*. Reino Unido: Wiley, 2008. ISBN 0-470-99821-0.
- [39] MACKENZIE, A.; WICKER, S. Game theory in communications: motivation, explanation, and application to power control. In: *Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE*. San Antonio, EUA: IEEE, 2001. v. 2, p. 821–826.
- [40] ANDREWS, J. G.; GHOSH, A.; MUHAMED, R. *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*. EUA: Prentice Hall, 2007. ISBN 0-13-222552-2.
- [41] LEITHOLD, L. *O cálculo com geometria analítica*. São Paulo, Brasil: Editora HARBRA, 1994. ISBN 8-529-40094-1.
- [42] MATHWORKS INC. *MATLAB - Documentation*. 2011. Disponível em: <<http://www.mathworks.com/help/techdoc/ref/fzero.html>>. Acesso em: 10 de Jan. de 2012.
- [43] GROSS, T. J.; ABRÃO, T.; JESZENSKY, P. J. E. Distributed power control algorithm for multiple access systems based on verhulst model. *International Journal of Electronics and Communications (AEÜ)*, v. 65, p. 361–372, 2011. ISSN 1434-8411.
- [44] VERHULST, P. F. Notice sur la loi que la population poursuit dans son accroissement. *Corresp. Math. Phys.*, v. 10, p. 113–121, 1838.
- [45] BETZ, S.; POOR, H. Energy efficiency in multi-hop cdma networks: A game theoretic analysis considering operating costs. In: *ICASSP'08 - IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*. Las Vegas, EUA: IEEE, 2008. p. 2781–2784. ISSN 1520-6149.
- [46] ZAPPONE, A.; BUZZI, S.; JORSWIECK, E. Energy-efficient power control and receiver design in relay-assisted ds/cdma wireless networks via game theory. *Communications Letters, IEEE*, v. 15, n. 7, p. 701–703, Jul. 2011. ISSN 1089-7798.
- [47] MOGHADDARI, M.; HOSSAIN, E. Cooperative communications in ofdm and mimo cellular relay networks: issues and approaches. In: *Cooperative Cellular Wireless Networks*. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2011. p. 13–45. ISBN 978-0-521-76712-5.
- [48] LANEMAN, J. N. *Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures*. Tese (Doutorado) — Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, MA, 2002.
- [49] KIM, D. I. et al. Partial information relaying and relaying in 3gpp lte. In: *Cooperative Cellular Wireless Networks*. Cambridge, Reino Unido: Cambridge University Press, 2011. p. 462–495. ISBN 978-0-521-76712-5.
- [50] SHEN, G. et al. *Multi-hop Relay Operation Modes*. IEEE, 2008.
- [51] LIEBL, G.; MORAES, T. M. de; WEITKEMPER, P. *Advanced Relay Technical Proposals*. ARTIST4G, Fev. 2011.
- [52] YANG, Y. et al. Relay technologies for wimax and lte-advanced mobile systems. *Communications Magazine, IEEE*, v. 47, n. 10, p. 100–105, Out. 2009. ISSN 0163-6804.

- [53] LOA, K. et al. Imit-advanced relay standards [wimax/lte update]. *IEEE Communications Magazine*, v. 48, n. 8, p. 40–48, Ago. 2010. ISSN 0163-6804.
- [54] YAMAO, Y. et al. Multi-hop radio access cellular concept for fourth-generation mobile communications system. In: *Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, 2002. The 13th IEEE International Symposium on*. Lisboa, Portugal: IEEE, 2002. v. 1, p. 59–63.
- [55] NOURIZADEH, H.; NOURIZADEH, S.; TAFAZOLLI, R. Performance evaluation of cellular networks with mobile and fixed relay station. In: *VTC-2006 Fall - IEEE 64th Vehicular Technology Conference*. Montreal, Canadá: IEEE, 2006. p. 1–5.
- [56] CHEN, S. et al. Outage performance of dual-hop relay network with co-channel interference. In: *VTC'10-Spring - IEEE Vehicular Technology Conference*. Taipei, Taiwan: IEEE, 2010. p. 1–5. ISSN 1550-2252.
- [57] DING, H. et al. Outage analysis for multiuser two-way relaying in mixed rayleigh and rician fading. *IEEE Communications Letters*, v. 15, n. 4, p. 410–412, 2011. ISSN 1089-7798.
- [58] BADRUDDIN, N.; NEGI, R. Capacity improvement in a cdma system using relaying. In: *WCNC'04 - IEEE Wireless Communications and Networking Conference*. Atlanta, EUA: IEEE, 2004. v. 1, p. 243–248. ISSN 1525-3511.
- [59] XU, J.; QIU, L. Area power consumption in a single cell assisted by relays. In: *GreenCom'10 - IEEE/ACM Int'l Conference on Green Computing and Communications*. Hangzhou, China: IEEE/ACM, 2010. p. 460–465.
- [60] ALOUINI, M.-S.; GOLDSMITH, A. Area spectral efficiency of cellular mobile radio systems. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 48, n. 4, p. 1047–1066, Jul. 1999. ISSN 0018-9545.
- [61] CUI, S.; GOLDSMITH, A.; BAHAI, A. Energy-constrained modulation optimization. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, IEEE, v. 4, n. 5, p. 2349–2360, Set. 2005. ISSN 1536-1276.
- [62] DOHLER, M.; LI, Y. *Cooperative Communications: hardware, channel & PHY*. Reino Unido: Wiley, 2010. ISBN 0-470-74007-8.
- [63] WINNER II Channel Models - Part I Channel Models. WINNER, Fev. 2008.
- [64] RODRIGUEZ, V. An analytical foundation for resource management in wireless communication. In: *Global Telecommunications Conference, 2003. GLOBECOM'03. IEEE*. San Francisco, EUA: IEEE, 2003. v. 2, p. 898–902.
- [65] BUZZI, S.; SATURNINO, D. A game-theoretic approach to energy-efficient power control and receiver design in cognitive cdma wireless networks. *Selected Topics in Signal Processing, IEEE Journal of*, v. 5, n. 1, p. 137–150, Fev. 2011. ISSN 1932-4553.
- [66] SAMPAIO, L. et al. Power allocation in multirate ds/cdma systems based on verhulst equilibrium. In: *Communications (ICC), 2010 IEEE International Conference on*. Cape Town, África do Sul: IEEE, 2010. p. 1–6. ISSN 1550-3607.
- [67] SPATIAL Channel Model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) Simulations. 3GPP, Jun. 2007.
- [68] MULTI-HOP Relay System Evaluation Methodology (Channel Model and Performance Metric). IEEE, Fev. 2007.

APÊNDICES

APÊNDICE A

PROVAS DOS TEOREMAS E LEMAS PROPOSTOS

Para simplificar as provas dos teoremas e lemas enunciados, as funções-utilidade desenvolvidas no decorrer deste trabalho serão genericamente representadas por

$$\xi_k = \frac{\ell_k \mathbf{w} \log_2(1 + \nu_k \gamma_k) (1 - e^{-\varsigma \gamma_k})^M}{\gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k \varrho_{\text{MT}} + p_c} \quad (\text{A.1})$$

com os seguintes parâmetros:

Equação (3.6): $\varsigma = 1$ e $\varrho_{\text{MT}} = 1$;

Equações (6.15) e (6.16): $\varsigma = 1$;

Equação (6.18): $\varsigma = 0,5$;

Tal notação é adotada para evitar que as afirmações acerca de estrita quase-concavidade e Equilíbrio de Nash sejam provadas para todos estes casos em separado.

A.1 PROVA DOS LEMAS 3.4 E 6.1

Demonstração. Para provar que as funções-utilidade desenvolvidas neste trabalho são estritamente quase-côncavas em relação à SINR γ , e por consequência em relação a p_k , dado o mapeamento um-para-um entre estas variáveis, demonstra-se que o numerador da função-utilidade, i.e.,

$$\text{num}_{\text{EE}}(\gamma) = \ell \mathbf{w} (1 - e^{-\gamma \varsigma})^M \log_2(1 + \nu \gamma),$$

é *S-shaped* (sigmoidal). Conforme descrito em [64], se a função-utilidade for do tipo $\frac{f(x)}{x}$ e $f(x)$ for sigmoidal, então garante-se que $\frac{f(x)}{x}$ é estritamente quase-côncava em relação a x . Segundo [64], existem seis condições que precisam ser demonstradas para afirmar que uma função é sigmoidal:

- C1. O domínio da função (x) é dado pela parte não-negativa da reta real $[0, \infty)$;
- C2. A imagem é dada pelo intervalo $[0, B)$, geralmente com $B = 1$ (sem perda de generalidade, assume-se normalização);
- C3. Crescente em todo o domínio;

C4. Primeira derivada é contínua.

C5. Estritamente convexa no intervalo $[0, x_i], x_i \in \mathbf{x}$;

C6. Provável estrita concavidade no intervalo $[x_i, L], L > x_i$;

Condição C1 é óbvia, afinal $\gamma \geq 0$.

De início C2 aparenta ser falsa, afinal $\lim_{\gamma \rightarrow \infty} (\text{num}_{\text{EE}}) = \infty$. Porém, dado que existe um valor de potência máxima, é obvio que $\lim_{\gamma \rightarrow \gamma_{\max}} = b$, onde $b \in \mathbb{R}$ e γ_{\max} é a máxima SINR que pode ser atingida dado P_{\max} .

Condição C3 é trivial, pois como $(1 - e^{-\gamma_i \varsigma})^M > (1 - e^{-\gamma_j \varsigma})^M$ e $\log_2(1 + \nu \gamma_i) > \log_2(1 + \nu \gamma_j), \forall \gamma_i > \gamma_j$, obviamente

$$\ell_{\mathbf{w}}(1 - e^{-\gamma_i \varsigma})^M \log_2(1 + \nu \gamma_i) > \ell_{\mathbf{w}}(1 - e^{-\gamma_j \varsigma})^M \log_2(1 + \nu \gamma_j), \forall \gamma_i > \gamma_j$$

Condição C4 também é verdadeira, afinal a primeira derivada de num_{EE} , dada pela Equação (A.2), apresenta como única restrição de continuidade $(1 + \nu \gamma > 0)$. Como $0 < \nu \leq 1$ e $\gamma \geq 0$, $(1 + \nu \gamma) \geq 1$ e a primeira derivada do numerador é contínua em todo o domínio.

$$\frac{\partial \text{num}_{\text{EE}}}{\partial \gamma} = \ell_{\mathbf{w}} \left[M \varsigma e^{-\gamma \varsigma} (1 - e^{-\gamma \varsigma})^{(M-1)} \log_2(1 + \nu \gamma) + \frac{(1 - e^{-\gamma \varsigma})^M \nu}{(1 + \nu \gamma) \ln(2)} \right] \quad (\text{A.2})$$

Para demonstrar as condições C5 e C6, toma-se a segunda derivada do numerador. Caso o ponto de inflexão γ_i exista, busca-se demonstrar que no intervalo $[0; \gamma_i]$ a função é estritamente convexa ($\frac{\partial^2 \text{num}_{\text{EE}}(\gamma)}{\partial \gamma^2} > 0$) e no intervalo $[\gamma_i; \gamma_{\max}]$ a função é estritamente côncava ($\frac{\partial^2 \text{num}_{\text{EE}}(\gamma)}{\partial \gamma^2} < 0$); se o ponto não existir, demonstrar a estrita convexidade para qualquer valor de γ . Deste modo, deve-se investigar a segunda derivada de num_{EE} , dada por

$$\begin{aligned} \frac{\partial^2 \text{num}_{\text{EE}}(\gamma)}{\partial \gamma^2} = \ell_{\mathbf{w}} \left[\frac{(M-1) M \varsigma^2 e^{(-2\gamma \varsigma)} (1 - e^{(-\gamma \varsigma)})^{(M-2)} \ln(1 + \nu \gamma)}{\ln(2)} \right. \\ \left. - \frac{(M \varsigma^2 e^{(-\gamma \varsigma)} (1 - e^{(-\gamma \varsigma)})^{(M-1)}) \ln(1 + \nu \gamma)}{\ln(2)} \right. \\ \left. + \frac{2 M \nu \varsigma e^{(-\gamma \varsigma)} (1 - e^{(-\gamma \varsigma)})^{(M-1)}}{(1 + \nu \gamma) \ln(2)} \right]. \end{aligned} \quad (\text{A.3})$$

A partir da Equação (A.3), é difícil conjecturar se existe algum ponto de inflexão ou se a função é estritamente convexa. Buscando verificar a existência ou não do ponto de inflexão, toma-se $\frac{\partial^2 \text{num}_{\text{EE}}}{\partial \gamma^2} = 0$ e tenta-se encontrar γ_i . Após algumas simplificações, obtém-se que o ponto de inflexão pode ser determinado por

$$f_{\text{inf}}(\gamma) = (\nu \gamma + 1) \ln(\nu \gamma + 1) \varsigma \left(M e^{(-\gamma \varsigma)} - 1 \right) + 2 \nu \left(1 - e^{(-\gamma \varsigma)} \right) \quad (\text{A.4})$$

quando $f_{\text{inf}}(\gamma) = 0$. Mesmo com esta simplificação, ainda é difícil verificar a existência ou não de γ_i , porém algumas considerações podem ser feitas para demonstrar a existência de pelo menos um ponto de inflexão. Tomando $\lim_{\gamma \rightarrow 0^+} f_{\text{inf}}(\gamma)$, percebe-se que o resultado é positivo, enquanto que $\lim_{\gamma \rightarrow \infty} f_{\text{inf}}(\gamma)$ é negativo. Como

$f_{\text{inf}}(\gamma)$ é contínua, deve existir ao menos um ponto γ_i para o qual $f_{\text{inf}}(\gamma_i) = 0$. Como a solução numérica de $f_{\text{inf}}(\gamma) = 0$ é de difícil obtenção em relação a todos os parâmetros considerados (M , ι_k e ς), soluciona-se a Equação (A.4) de acordo com os parâmetros de sistema descritos nas Tabelas 4.1 e 7.1:

Parte I (Equação (3.6)): $M = 80$; $\iota_k = 0,651$; $\varsigma = 1$;

Não-coop e 1H (Equações (6.15) e (6.16)): $M = 80$; $\iota_k = 1$; $\varsigma = 1$;

2H (Equação (6.18)): $M = 80$; $\iota_k = 1$; $\varsigma = 0,5$.

Os resultados são mostrados na Figura A.1, e os pontos de inflexão encontrados são:

Parte I (Equação (3.6)): $\gamma_i \approx 4,6437$

Não-coop e 1H (Equações (6.15) e (6.16)): $\gamma_i \approx 4,6110$;

2H (Equação (6.18)): $\gamma_i \approx 9,1335$.

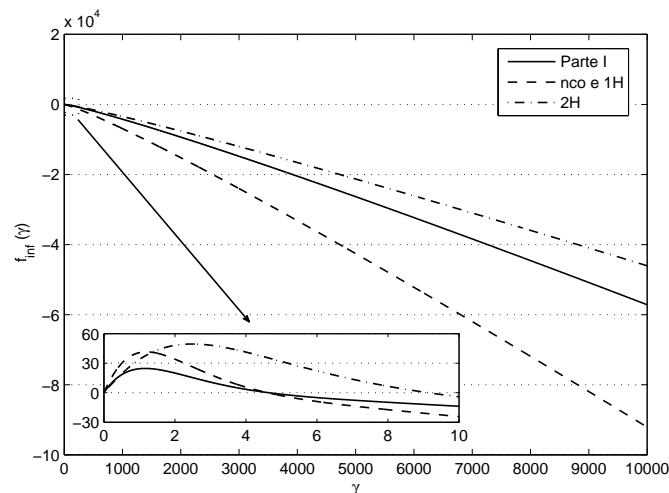


Figura A.1 – Gráfico de $f_{\text{inf}}(\gamma_k)$. No detalhe, intervalo de SINR [0;10], que inclui os pontos de inflexão para os casos considerados.

Para confirmar os resultados obtidos, plota-se na Figura A.2 $\frac{\partial^2 \text{numEE}}{\partial \gamma^2}$ e os pontos de inflexão γ_i para os três casos citados anteriormente. Observa-se que a solução encontrada com a simplificação da Equação (A.4) possibilitam obter os pontos de inflexão do numerador de ξ_k , e no intervalo $[0, \gamma_i]$ obtém-se $\frac{\partial^2 \text{numEE}}{\partial \gamma^2} > 0$ (exceto para $\gamma = 0$ e $\gamma = \gamma_i$) e no intervalo $[\gamma_i, +\infty[$ obtém-se $\frac{\partial^2 \text{numEE}}{\partial \gamma^2} < 0$ (exceto para $\gamma = \gamma_i$); como $\lim_{\gamma \rightarrow +\infty} \frac{\partial^2 \text{numEE}}{\partial \gamma^2} = 0$ e apenas para $\gamma = \gamma_i$ obtém-se $\frac{\partial^2 \text{numEE}}{\partial \gamma^2} = 0$, 0 é uma assíntota vertical de $\frac{\partial^2 \text{numEE}}{\partial \gamma^2}$ no intervalo $]\gamma_i, +\infty[$.

A partir destas evidências numéricas, confirmam-se as Condições C5 e C6, ao menos para os parâmetros de sistema adotados. Assim, todas as seis condições são confirmadas, implicando que o numerador das funções-utilidade descritas nas Equações (3.6), (6.15) e (6.16) são sigmoidais e, de acordo com [64], estas funções-utilidade são estritamente quase-côncavas. \square

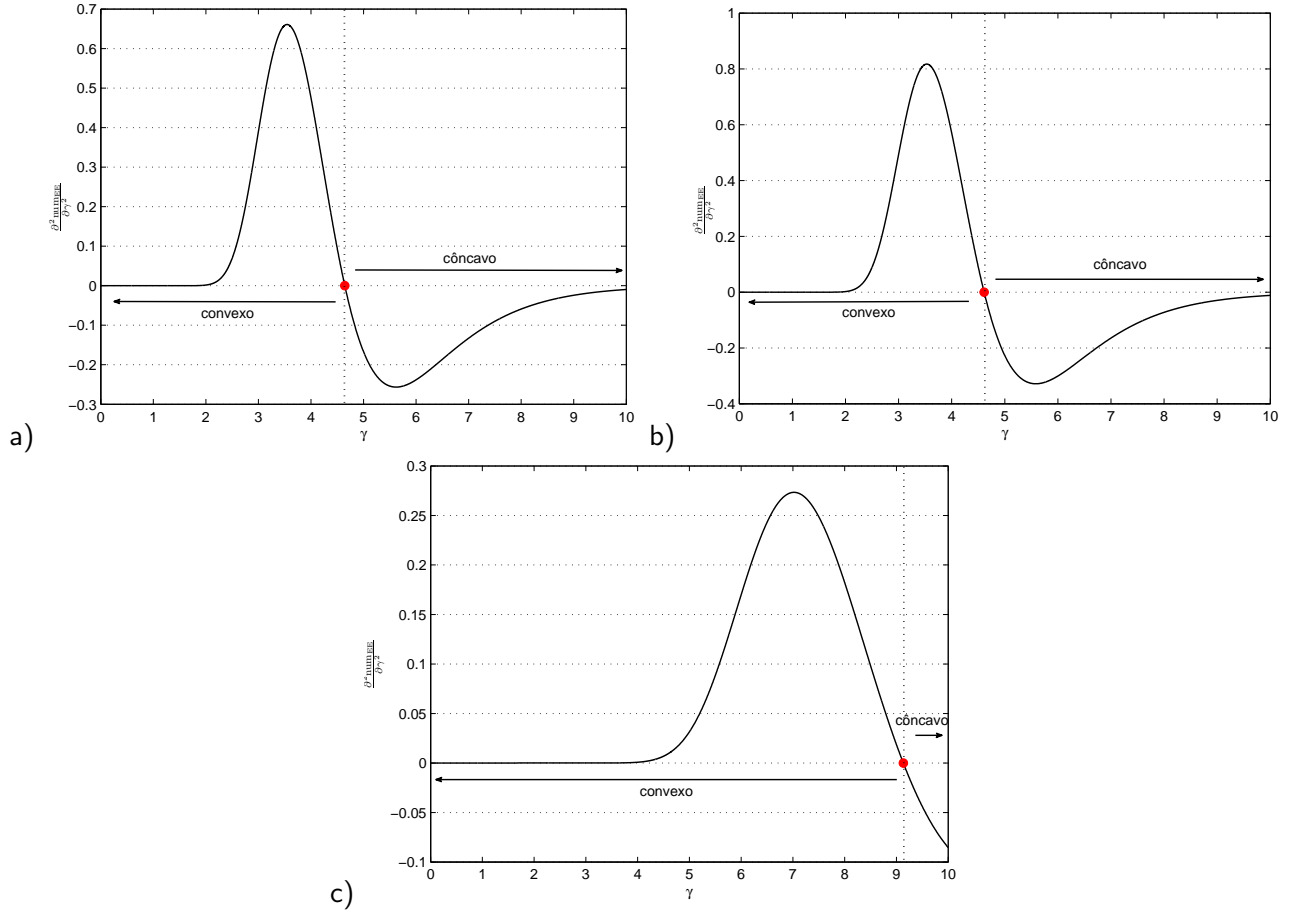


Figura A.2 – Gráfico da segunda derivada de $\text{num}_{EE}(\gamma_k)$ normalizada pelo termo ℓ_w para os parâmetros de a) Parte I, b) Não-coop e 1h e c) 2h.

A.2 PROVA DOS TEOREMAS 4.1 E 6.2

Demonstração. A prova apresentada nesta seção é similar à apresentada em [65]. Como descrito neste trabalho, a existência do equilíbrio de Nash pode ser garantida com a demonstração de três condições:

- C1. O conjunto de estratégias \mathcal{A}_k é um subconjunto não-vazio, convexo e compacto de algum espaço Euclidiano;
- C2. A função-utilidade para o k -ésimo usuário ($u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})$) é contínua para quaisquer \mathbf{p}_{-k} e $p_k \in \mathcal{A}_k$;
- C3. A função-utilidade para o k -ésimo usuário é quase-côncava em p_k (ou γ_k);

A condição C3 é demonstrada no Apêndice A.1;

A condição C2 pode ser provada a partir da definição de u_k ,

$$u_k(\gamma_k) = \frac{\ell_k w \log_2(1 + \gamma_k \iota_k) (1 - e^{-\gamma_k \varsigma})^M}{\gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k \varrho_{MT} + p_c}.$$

A primeira condição é que $\gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k \varrho_{MT} + p_c \neq 0$, que é verdadeira dado que $\gamma_k \tilde{\mathcal{I}}_k \varrho_{MT} \geq 0$ e $p_c > 0$. A segunda condição para continuidade é que $1 + \gamma_k \iota_k > 0$, que também é verdadeira dado que $\gamma_k \geq 0 \forall p_k, \mathbf{p}_{-k}$ e $0 < \iota_k \leq 1$. Deste modo, garante-se a continuidade da função-utilidade;

A condição C1 é provada em [65]. Dado que o conjunto de estratégias \mathcal{A}_k é um segmento da reta real, dado por $[0, P_{\max}]$, segue-se que o conjunto é não-vazio, convexo e compacto.

Deste modo, demonstram-se as condições de existência do Equilíbrio de Nash para o jogo proposto, restando agora a discussão acerca dos valores obtidos por cada usuário no equilíbrio, que dependem do algoritmo empregado. Para simplificar a notação, considera-se que todas as derivadas apresentadas nesta seção são em relação a p_k .

Após a execução do Algoritmo 1 e convergência do algoritmo de controle de potência, obtém-se o vetor $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_k, \dots, p_K]$, com $p_k \in [0, P_{\max}]$, $\forall k$, referente à potência alocada para cada usuário. Dado que este algoritmo opera apenas com usuários no ponto de máxima EE, deve-se verificar se a primeira derivada de u_k é igual a zero, o que indica que o k -ésimo usuário está operando no ponto de máxima EE dada a estrita quase-concavidade da função-utilidade. A partir desta verificação, existem duas possibilidades:

- (1) se $[u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' = 0 \quad \forall k$, todos os usuários operam em máxima EE e \mathbf{p} é um Equilíbrio de Nash, com $p_k = p_k^*$, $\forall k$.
- (2) se $[u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' \neq 0$ para um ou mais usuários, estes são agrupados no conjunto de interrupção K_{out} e o i -ésimo usuário deste conjunto tem seu serviço interrompido ($p_i = 0$) e é inserido na lista de usuários removidos (K_{rem}). A seguir, os usuários restantes no conjunto K_{out} são inseridos novamente no conjunto de usuários ativos e o algoritmo é executado novamente. Após a interrupção de um ou mais usuários, a condição $[u_k(p_k^*, \mathbf{p}_{-k}^*)]' = 0, \quad \forall k$ será atingida, e o vetor \mathbf{p} também corresponderá a um Equilíbrio de Nash, agora com

$$p_k = \begin{cases} p_k^*, & \text{se } [u_k(p_k^*, \mathbf{p}_{-k}^*)]' = 0 \\ 0 & \text{se } k \in K_{\text{rem}} \end{cases}$$

Para o Algoritmo 2, após a convergência obtém-se o vetor $\mathbf{p} = [p_1, p_2, \dots, p_k, \dots, p_K]$, com $p_k \in [0, P_{\max}]$, $\forall k$, que denota a potência alocada para todos os usuários. A seguir, obtém-se a taxa de dados alcançada e verifica-se a primeira derivada de u_k , do mesmo modo que para o algoritmo anterior. Neste caso, são elencadas três possibilidades:

- (1) se $[u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' = 0 \quad \forall k$, obtém-se $u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k}) > u_k(\hat{p}_k, \mathbf{p}_{-k}), \forall k$, com $\hat{p}_k \in [0, P_{\max}]$ e $\hat{p}_k \neq p_k$, sendo \mathbf{p} um equilíbrio de Nash, com $p_k = p_k^*$, $\forall k$;
- (2) se $[u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' \neq 0$ para alguns usuários, porém para estes usuários a condição $r_k \geq r_{k,\min}$ é válida, então $p_k = P_{\max}$ para estes usuários e $p_k = p_k^*$ quando $[u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' = 0$. O vetor \mathbf{p} também é um equilíbrio de Nash, afinal para todos os usuários não-ótimos em EE tem-se, necessariamente, $p_k^* > P_{\max}$, e dado que $u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})$ é estritamente quase-côncava, P_{\max} está localizado no intervalo crescente de u_k , implicando em $u_k(P_{\max}, \mathbf{p}_{-k}) > u_k(\hat{p}_k, \mathbf{p}_{-k}) \quad \forall \hat{p}_k \in [0, P_{\max}]$ e $\hat{p}_k \neq P_{\max}$;
- (3) quando $[u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' \neq 0$ e $r_k < r_{k,\min}$ para um ou mais usuários, o procedimento é o mesmo adotado para o Caso (2) descrito para o Algoritmo 1. Após a remoção de um ou mais usuários, o vetor-resposta \mathbf{p} é um equilíbrio de Nash, com p_k sendo dado por:

$$p_k = \begin{cases} p_k^*, & \text{se } [u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' = 0 \\ P_{\max}, & \text{se } [u_k(p_k, \mathbf{p}_{-k})]' \neq 0 \text{ e } r_k \geq r_{k,\min} \\ 0 & \text{se } k \in K_{\text{rem}} \end{cases}$$

Em relação aos jogos propostos na Parte II, os possíveis valores obtidos para cada $p_k^* \in \mathbf{p}^*$ após a execução do Algoritmo 4 são dados por:

$$p_k^* = \min \left(\gamma_{k,EE}^* \tilde{\mathcal{I}}_k, P_{\max} \right) \quad (\text{A.5})$$

Se o k -ésimo usuário é capaz de alocar $p_{k,EE}^* = \gamma_{k,EE}^* \tilde{\mathcal{I}}_k$, então $p_k^* = p_{k,EE}^*$ e ξ_k é maximizado. Quando para o k -ésimo usuário têm-se que $p_{k,EE}^* > P_{\max}$, é impossível atingir a EE ótima, e então define-se $p_k^* = P_{\max}$. Isto ocorre devido ao objetivo dos jogos, que é maximizar ξ_k , e a estrita quase-concavidade de ξ_k . Dado que no intervalo $p_k \in [0, p_{k,EE}^*]$ a função-utilidade definida na Equação (6.19) é estritamente crescente, é obvio que ξ_k é também estritamente crescente no intervalo $p_k \in [0, P_{\max}]$ quando $P_{\max} < p_{k,EE}^*$. Deste modo, ao tentar egoisticamente aumentar sua própria utilidade, o k -ésimo usuário aloca $p_k^* = P_{\max}$ e satisfaz o objetivo do jogo.

Deste modo, prova-se que existe ao menos um equilíbrio de Nash para o jogo proposto, que os possíveis valores de potência para cada usuário dependem de qual dos algoritmos é utilizado, conforme descrito nos Teoremas 4.1 e 6.2.

□

A.3 PROVA DO LEMA 4.2

Demonstração. Para o Caso (1) dos Algoritmos 1 e 2 (definidos na Parte I), nos quais todos os usuários atingem a máxima eficiência energética, ou o Caso (2) para o Algoritmo 2, no qual os usuários não-ótimos atendem ao menos o critério de taxa mínima, o equilíbrio \mathbf{p} é único. Isto ocorre dado que a função-utilidade apresenta apenas um maximizador devido à quase-concavidade estrita da função-utilidade e correspondência única entre a potência de transmissão e a SINR atingida, com \mathbf{p}_{-k} fixado, conforme descrito em [9].

Já para o Caso (2) do Algoritmo 1 e Caso (3) do Algoritmo 2, nos quais é necessário remover um ou mais usuários, existe a possibilidade de múltiplos equilíbrios distintos. Isto ocorre devido ao fato de que é altamente provável que a remoção de usuários diferentes resultem em impactos diferentes no nível de interferência do sistema, afinal as condições de desvanecimento são independentes, e a remoção de usuários sem um critério determinístico e bem-definido pode fazer com que os algoritmos propostos apresentem múltiplos equilíbrios. Para garantir a unicidade do equilíbrio, utiliza-se como regra de remoção o usuário com pior ganho de canal inserido no conjunto K_{out} , conforme o seguinte procedimento:

$$k_{\text{rem}} = \arg \min_j \{h_j^2, \forall j \in K_{\text{out}}\};$$

$$K_{\text{rem}} \leftarrow k_{\text{rem}} \quad (\text{atualização do conjunto de usuários removidos});$$

$$\dots \quad \text{atualização do conjunto } K_{\text{out}};$$

Com a escolha desta regra e o fato de que a probabilidade de que dois usuários distintos apresentem os mesmos ganhos de canal são praticamente nulas, conclui-se que mesmo nos casos em que é necessário remover um ou mais usuários, o Equilíbrio de Nash \mathbf{p} resultante é único, provando o estabelecido no Lema 4.2.

□

ANEXOS

ANEXO A

ALGORITMO DE CONTROLE DE POTÊNCIA BASEADO EM VERHULST

O modelo matemático de Verhulst foi idealizado inicialmente para descrever dinâmica populacional baseada em questões como alimentos e limitação geográfica. No trabalho de [43] este modelo foi adaptado para o controle de potência em sistemas DS-CDMA de taxa única utilizando a seguinte equação:

$$p_i[n+1] = (1 + \alpha)p_i[n] - \alpha \left[\frac{\gamma_i[n]}{\gamma_i^*} \right] p_i[n], \quad i = 1, \dots, K \quad (\text{A.1})$$

sendo $p_i[n+1]$ a potência do i -ésimo usuário na $n+1$ -ésima iteração, limitada por $P_{\min} \leq p_i[n+1] \leq P_{\max}$, $\alpha \in (0; 1]$ é o fator de convergência de Verhulst, $\gamma_i[n]$ é a SINR do i -ésimo usuário na n -ésima iteração, γ_i^* é a SINR alvo que garante os requisitos de QoS definidos para o i -ésimo usuário.

A recursão da Equação (A.1) pode ser efetivamente implementada na i -ésima unidade móvel, dado que a maioria dos parâmetros necessários ao processo – α , o nível de QoS dado por γ_i^* , a potência de transmissão $p_i[n]$ – podem ser considerados conhecidos pela unidade móvel. A exceção se dá ao fator $\gamma_i[n]$, que só pode ser obtida pela BS que demodula o sinal do i -ésimo usuário. Deste modo, a BS estima $\gamma_i[n]$, realiza a quantização deste valor em um determinado número de bits e transmite esta informação para o i -ésimo usuário utilizando um canal direto. Assim, a Equação (A.1) depende de parâmetros locais, o que possibilita a implementação distribuída do controle de potência, de modo que cada um dos K links (MT-BS ou MT-RS-BS) realiza separadamente seu respectivo mecanismo de controle de potência, justificando a definição de algoritmo distribuído de controle de potência.

A Figura A.1 mostra o processo de convergência do algoritmo baseado em Verhulst, com ambos os gráficos utilizando a mesma topologia de rede com 6 usuários; os demais parâmetros estão descritos na Seção 4.2. A Figura A.1.a mostra o processo sem a ocorrência de nenhuma distorção ou interferência externa durante o processo de convergência, equivalente a uma execução normal; dada esta condição, o algoritmo converge após cerca de 70 – 80 iterações. Para mostrar que interferências no processo de cálculo não alteram as características de convergência e estabilidade, introduz-se um distúrbio no nível de potência do sinal do primeiro usuário, simulado por um incremento de 300% na potência calculada na centésima iteração. Como resultado, a Figura A.1.b apresenta o comportamento do algoritmo antes, durante e depois do distúrbio, até que este retorne ao estado de equilíbrio. Como visto nos dois gráficos, o algoritmo retorna ao estado de equilíbrio em cerca de 50 iterações após o distúrbio, o que corrobora suas características de estabilidade e retorno ao mesmo ponto de equilíbrio. Algumas possibilidades para melhorar o processo de convergência são

o desenvolvimento de um método mais eficiente para a estimativa inicial de potência e a utilização de um fator de convergência α variável, de acordo com a proximidade do equilíbrio, discutido em [66].

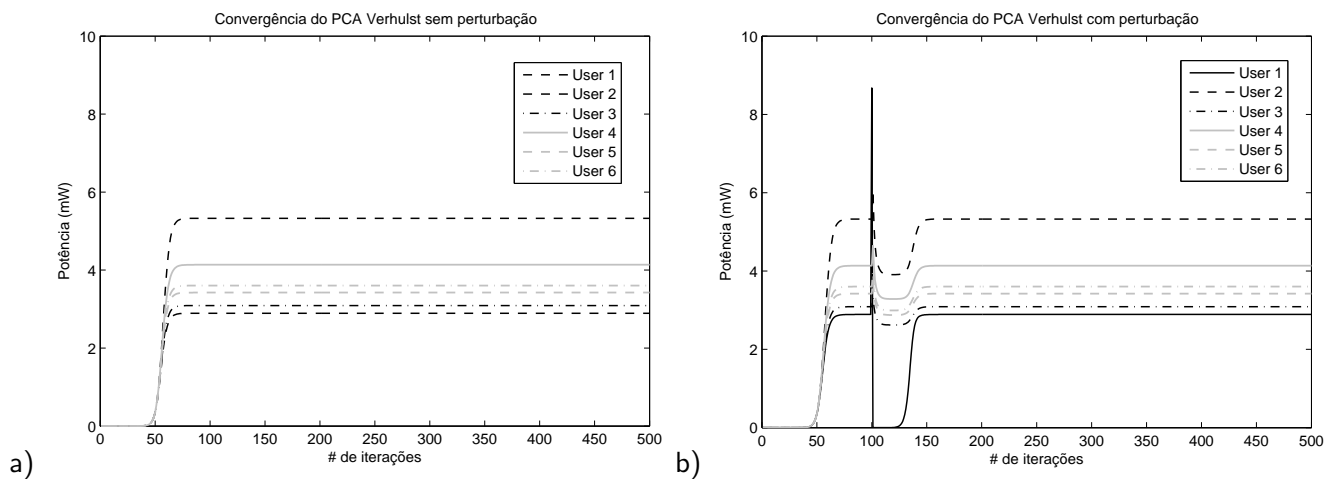


Figura A.1 – Potência alocada pelo algoritmo de controle de potência de Verhulst em cada iteração: a) sem distorção externa b) inserindo distorção para o primeiro usuário.

ANEXO B

MODELOS DE PERDA DE PERCURSO

Existem diversos modelos para desenvolver o modelo de canal para o sistema cooperativo proposto neste trabalho. Por exemplo, existem documentos do 3GPP [67], WiMAX [68] e WINNER [63] que descrevem cenários para casos urbanos e sub-urbanos para macro-células e micro-células, considerando cenários com ou sem LoS, distâncias de referência e outros parâmetros, como *delay* e distribuição para sombreamento. As características básicas dos três *links* considerados neste trabalho são:

MT-RS Cenário urbano ou sub-urbano, com os MTs localizados no nível da rua e as RSs instaladas em locais elevados, como topo de prédios ou postes. Como os MTs podem estar distantes das RSs, o modelo de macro-célula é melhor adaptado;

MT-BS Macro-célula urbana ou sub-urbana, com os MTs localizados no nível da rua e a antena da BS elevada;

RS-BS Propagação LoS, dado o modo de instalação das RSs fixas.

Dentre os possíveis modelos, escolhe-se o modelo WINNER [63], com a frequência da portadora podendo estar no intervalo $2\text{GHz} < f_c < 6\text{GHz}$. Observando [63, Tabela 2-1], os modelos escolhidos são C2 (MT-RS e MT-BS) e B5a (RS-BS). O modelo C2 é proposto para cenários de macro-célula urbana, com os modelos LoS e NLoS dados respectivamente por

$$PL_{\text{LoS}} = \begin{cases} 26 \log_{10}(d[m]) + 39 + 20 \log_{10}(f_c[\text{GHz}]/5) & 10\text{m} < d < d'_{\text{BP}} \\ 40 \log_{10}(d[m]) + 13,47 - 14 \log_{10}(h'_{\text{TX}}) - 14 \log_{10}(h'_{\text{RX}}) + 6 \log_{10}(f_c[\text{GHz}]/5) & d'_{\text{BP}} < d < 5\text{km} \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

$$PL_{\text{NLoS}} = [44,9 - 6,55 \log_{10}(h_{\text{RX}})] \log_{10}(d[m]) + 34,46 + 5,83 \log_{10}(h_{\text{RX}}) + 23 \log_{10}(f_c[\text{GHz}]/5), \quad 50\text{m} < d < 5\text{km}, \quad (\text{B.2})$$

onde h_{TX} e h_{RX} são, respectivamente, a altura das antenas do transmissor e receptor em metros; h'_{TX} e h'_{RX} são a altura efetiva das antenas do transmissor e receptor em metros, dadas por $h'_{\text{TX}} = h_{\text{TX}} - 1$ e $h'_{\text{RX}} = h_{\text{RX}} - 1$; d é a distância em metros entre transmissor e receptor; f_c é a frequência da portadora em MHz; e d'_{BP} é a distância de transição do comportamento LoS para NLoS, refletindo a condição em que as cópias refletidas impactam significativamente no componente LoS, sendo dado por

$$d'_{\text{BP}} = \frac{4h'_{\text{TX}}h'_{\text{RX}}f_c}{c}, \quad (\text{B.3})$$

onde c é a velocidade de propagação do sinal eletromagnético em espaço livre (i.e. velocidade da luz).

É difícil determinar quando um MT possui comunicação LoS sem analisar a topologia e topografia da célula, tais como ruas e prédios, e o posicionamento dos equipamentos. Para modelar este comportamento, utiliza-se a equação de probabilidade de LoS para o cenário C2, apresentada em [63, Tabela 4-7] e definida como

$$P_{LoS} = \min(18/d[m], 1) \left(1 - e^{(-d[m]/63)}\right) + e^{(-d[m]/63)}, \quad (B.4)$$

com o modelo final para os *links* que utilizam o modelo C2 sendo equivalente a

$$PL_{C2} = P_{LoS}PL_{LoS} + (1 - P_{LoS})PL_{NLoS}. \quad (B.5)$$

Para o *link* RS-BS, considera-se o modelo B5a e somente LoS, dada a condição de instalação das RSs fixas. Deste modo, a perda de percurso é dada por

$$PL_{B5a} = 23,5 \log_{10}(d[m]) + 42,5 + 20 \log_{10}(f_c[\text{GHz}]/5) \quad 30\text{m} < d < 8\text{km}. \quad (B.6)$$

Para ilustrar o comportamento do modelo utilizado, a Figura B.1 mostra o termo de perda de percurso, em dB, para os três tipos de *links* considerados neste trabalho, variando a distância d .

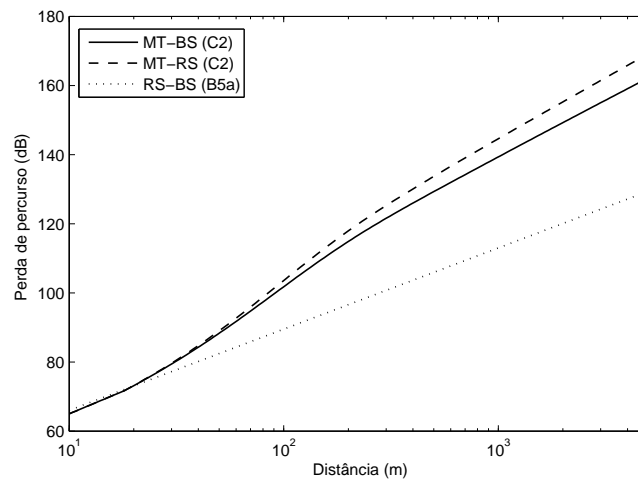


Figura B.1 – Modelos de perda de percurso considerados neste trabalho.