

UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA E
INFORMÁTICA INDUSTRIAL

OHARA KERUSAUSKAS RAYEL

**RELAÇÃO DE TROCA ENTRE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E
EFICIÊNCIA ESPECTRAL EM REDES DE COMUNICAÇÃO SEM
FIO COM MÚLTIPLAS ANTENAS**

TESE

CURITIBA

2015

OHARA KERUSAUSKAS RAYEL

**RELAÇÃO DE TROCA ENTRE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E
EFICIÊNCIA ESPECTRAL EM REDES DE COMUNICAÇÃO SEM
FIO COM MÚLTIPLAS ANTENAS**

Tese apresentada ao Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial da Universidade Tecnológica Federal do Paraná como requisito parcial para obtenção do grau de “Doutor em Ciências” – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes.

Orientador: Prof. Dr. João Luiz Rebelatto

Coorientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza

CURITIBA
2015

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação

R266r
2015 Rayel, Ohara Kerusauskas
Relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral em redes de comunicação sem fio com múltiplas antenas / Ohara Kerusauskas Rayel.-- 2015.
69 f.: il.; 30 cm

Tese (Doutorado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Curitiba, 2015.
Bibliografia: f. 62-66.

1. Sistemas de comunicação sem fio. 2. Energia - Consumo - Análise. 3. Redes elétricas - Análise. 4. Antenas (Eletrônica). 5. Sistemas de transmissão de dados. 6. Sistemas MIMO. 7. Métodos de simulação. 8. Engenharia elétrica - Teses. I. Rebelatto, João Luiz, orient. II. Souza, Richard Demo, coorient. III. Universidade Tecnológica Federal do Paraná - Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial. IV. Título.

CDD 22 -- 621.3

Biblioteca Central da UTFPR, Câmpus Curitiba

Tese de Doutorado Nº. 111

Relação de Troca entre Eficiência Energética e Eficiência Espectral em Redes de Comunicação Sem Fio com Múltiplas Antenas

por

Ohara Kerusauskas Rayel

Orientador: Prof. Dr. João Luiz Rebelatto

Coorientador: Prof. Dr. Richard Demo Souza

Esta tese foi apresentada como requisito parcial à obtenção do grau de DOUTOR EM CIÊNCIAS – Área de Concentração: Telecomunicações e Redes, pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial – CPGEI – da Universidade Tecnológica Federal do Paraná – UTFPR, às 14h do dia 08 de abril de 2015. O trabalho foi aprovado pela Banca Examinadora, composta pelos doutores:

Prof. Dr. João Luiz Rebelatto
(Presidente – UTFPR)

Prof. Dr. Marcelo Eduardo Pellenz
(PUC-PR)

Prof. Dr. Bartolomeu Ferreira Uchôa-Filho
(UFSC)

Prof. Dr. Glauber Gomes de Oliveira Brante
(UTFPR)

Prof. Dr. Bruno Sens Chang
(UTFPR)

Visto da coordenação:

Prof. Dr. Emilio Carlos Gomes Wille
(Coordenador do CPGEI)

AGRADECIMENTOS

Gostaria de expressar meus agradecimentos a todos que, das mais variadas formas, contribuíram para a realização deste trabalho, em especial:

aos meus pais, Katia e Gustavo, que sempre estiveram presentes durante toda minha formação com irrestrito suporte e amor, sempre me reconfortando e motivando a seguir em frente. Ao meu irmão, Natan, e à minha cunhada, Mayara, que me proporcionaram uma grande alegria neste período: meu afilhado Pedro, que reforça os laços em nossa família;

à minha esposa, Liamara, que está sempre ao meu lado, e faz com que os desafios do cotidiano se tornem menos difíceis ao expressar seu imenso carinho e apoio;

a João Luiz Rebelatto, que me orientou desde o mestrado, sempre com grandes e fundamentais contribuições ao meu trabalho, proporcionando orientação de forma que poucos alunos têm o privilégio de receber, além de ser um grande amigo e um exemplo de profissional;

a Richard Demo Souza, que com seu apoio não me permitiu desistir da vida acadêmica, primeiramente incentivando o reinício no mestrado, e posteriormente como um grande coorientador desta tese. Sua excelente visão de pesquisador, sua grande amizade, e as condições proporcionadas para a realização deste trabalho foram fundamentais;

a Glauber Gomes de Oliveira Brante, que sempre mostrou muita disposição em sanar minhas dúvidas em várias esferas da pesquisa, contribuindo sobremaneira com meu trabalho, além de ter aceitado participar da banca examinadora;

ao professor Bartolomeu Ferreira Uchôa Filho, pelas valiosas colaborações ao longo dos trabalhos realizados em conjunto desde o período do mestrado, sempre muito atencioso e prestativo, além de ter aceitado participar da banca examinadora;

aos professores Marcelo Eduardo Pellenz e Bruno Sens Chang, pela participação na banca examinadora;

aos meus colegas de LabSC pela convivência e aos meus grandes amigos e amigas que possuo em vários círculos, pelo companheirismo e pelos momentos de diversão;

à UTFPR e ao CPGEI, pela oportunidade de participar deste programa de Doutorado, além da CAPES, pelo apoio financeiro no período em que fui bolsista.

Feliz aquele que transfere o que sabe e aprende o que ensina.

(Cora Coralina)

RESUMO

RAYEL, O. K.. RELAÇÃO DE TROCA ENTRE EFICIÊNCIA ENERGÉTICA E EFICIÊNCIA ESPECTRAL EM REDES DE COMUNICAÇÃO SEM FIO COM MÚLTIPLAS ANTENAS. 69 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

Nesta tese, a relação de troca entre Eficiência Espectral e Eficiência Energética (EE-SE, do inglês *Energy Efficiency-Spectral Efficiency*) de um sistema de comunicação sem fio com múltiplas antenas empregando Seleção de Antena de Transmissão/Combinação de Máxima Razão (TAS/MRC, do inglês *Transmit Antenna Selection/Maximum Ratio Combining*) é investigada. Um modelo de consumo (PCM, do inglês *Power Consumption Model*) realista é considerado e demonstra-se que utilizar o esquema TAS/MRC pode promover economia de energia significativa quando comparada ao esquema Múltiplas Antenas de Transmissão/Recepção (MIMO, do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*) na região de baixa para média eficiência espectral, independentemente do número de antenas, assim como possuir melhor desempenho energético em relação à utilização do esquema Combinação de Máxima Razão na Transmissão (MRT, do inglês *Maximum Ratio Transmission*) para qualquer valor de eficiência espectral. Para um número fixo de antenas, resultados obtidos demonstram que o ganho em eficiência energética do TAS/MRC sobre o MIMO se torna ainda maior com o aumento do número de antenas transmissoras. O valor ótimo de eficiência espectral que maximiza a eficiência energética é obtido analiticamente e comprovado por resultados numéricos. Expressões para avaliar a capacidade e a relação EE-SE do TAS sob a influência de correlação entre as antenas do receptor são obtidas e se demonstra que considerar um modelo de consumo não realista pode levar a equívocos na comparação entre TAS/MRC e MIMO.

Palavras-chave: Seleção de Antena de Transmissão, Eficiência Energética, Eficiência Espectral

ABSTRACT

RAYEL, O. K.. ENERGY EFFICIENCY SPECTRAL EFFICIENCY TRADE-OFF OF MULTIPLE ANTENNA WIRELESS NETWORKS. 69 f. Tese – Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Curitiba, 2015.

In this dissertation, we investigate the Energy Efficiency-Spectral Efficiency (EE-SE) trade-off of a multiple antenna wireless communication system employing Transmit Antenna Selection/Maximum Ratio Combining (TAS) scheme. A realistic power consumption model (PCM) is considered, and it is shown that the use of TAS/MRC can provide significant energy savings when compared to Multiple-Input Multiple-Output (MIMO) in the low to medium spectral efficiency region, regardless the number of antennas, as well as outperform transmit beamforming scheme (MRT) for the entire spectral efficiency range. For a fixed number of receive antennas, our results also show that the energy efficiency gain of TAS over MIMO becomes even greater as the number of transmit antennas increases. The optimal value of spectral efficiency that maximizes the energy efficiency is obtained analytically, and confirmed by numerical results. Expressions that evaluate the capacity and the EE-SE trade-off for TAS under the influence of receiver correlation are obtained and it is shown that considering a non-realistic power consumption model can lead to mistakes when comparing TAS and MIMO.

Keywords: Transmit Antenna Selection, Energy Efficiency, Spectral Efficiency

LISTA DE FIGURAS

| | |
|--|----|
| FIGURA 2.1 – Modelo de sistema de comunicação sem fio | 23 |
| FIGURA 2.2 – Modelo MIMO de comunicação entre transmissor e receptor | 23 |
| FIGURA 3.1 – Capacidades exata e aproximada de 1ª ordem para o TAS | 36 |
| FIGURA 3.2 – EE-SE para TAS utilizando aproximação de 1ª ordem e PCM realista | 37 |
| FIGURA 3.3 – EE-SE para TAS utilizando aproximação de 1ª ordem e PCM ideal | 38 |
| FIGURA 4.1 – Capacidade exata (simulada) e aproximada para o TAS | 46 |
| FIGURA 4.2 – Versão ampliada da Figura 4.1 | 46 |
| FIGURA 4.3 – Relação EE-SE para SISO, TAS e MRT para diversos valores de t e r | 47 |
| FIGURA 4.4 – Relação EE-SE para SISO, TAS e MRT para diversos valores de t e r considerando consumo de somente 2 antenas transmissoras para o MRT . | 48 |
| FIGURA 4.5 – EE-SE para TAS e MIMO, baseadas nas aproximações de capacidade ... | 49 |
| FIGURA 4.6 – Efeito da correlação no receptor na relação EE-SE para TAS e MIMO ... | 49 |
| FIGURA 4.7 – EE-SE para TAS e MIMO considerando ERB Micro | 50 |
| FIGURA 4.8 – EE-SE para TAS e MIMO considerando ERB Micro e $r = 2$ | 51 |
| FIGURA 4.9 – EE-SE para TAS e MIMO considerando ERB Pico | 52 |
| FIGURA 4.10 – EE-SE para TAS e MIMO considerando ERB Pico e $r = 2$ | 52 |
| FIGURA 4.11 – SE ótima para maximização da EE para o TAS em função de M | 53 |
| FIGURA 4.12 – Máxima EE atingida por TAS e MIMO ao utilizar-se S_{TAS}^* e S_{MIMO}^* | 54 |
| FIGURA 4.13 – Ganho em EE do TAS sobre MIMO, em função da SE (PCM Teórico) ... | 54 |
| FIGURA 4.14 – Ganho em EE do TAS sobre MIMO, em função da SE (PCM Prático) ... | 55 |
| FIGURA 4.15 – Ganho em EE do TAS sobre MIMO, em função de M (PCM Teórico) ... | 56 |
| FIGURA 4.16 – Ganho em EE do TAS sobre MIMO, em função de M (PCM Prático) | 56 |
| FIGURA 4.17 – EE em função da razão P_0/P_1 considerando um valor fixo de SE | 57 |

LISTA DE TABELAS

| | |
|--|----|
| TABELA 4.1 – Parâmetros do Sistema Considerado | 45 |
| TABELA 4.2 – Parâmetros da ERB Micro | 50 |
| TABELA 4.3 – Parâmetros da ERB Pico | 50 |

LISTA DE SIGLAS

| | |
|----------|--|
| MIMO | Múltiplas Antenas de Transmissão/Recepção, do inglês <i>Multiple-Input Multiple-Output</i> |
| SE | Eficiência Espectral, do inglês <i>Spectral Efficiency</i> |
| EE | Eficiência Energética, do inglês <i>Energy Efficiency</i> |
| PCM | Modelo de Consumo de Energia, do inglês <i>Power Consumption Model</i> |
| RF | Rádio-Frequência |
| SNR | Relação Sinal-Ruído, do inglês <i>Signal-to-Noise Ratio</i> |
| SISO | Antenas únicas para transmissão/recepção, do inglês <i>Single-Input Single-Output</i> |
| ARQ | Requisição de Repetição Automática, do inglês <i>Automatic Repeat Request</i> |
| MRT | Máxima Razão na Transmissão, do inglês <i>Maximum Ratio Transmission</i> |
| MRC | Combinação de Máxima Razão, do inglês <i>Maximum Ratio Combining</i> |
| TAS | Seleção de Antena de Transmissão, do inglês <i>Transmit Antenna Selection</i> |
| SSC | Combinação de Chaveamento e Fixação, do inglês <i>Switch and Stay Combining</i> |
| ERB | Estação Rádio Base |
| pdf | Função Densidade de Probabilidade, do inglês <i>Probability Density Function</i> |
| CDF | Função Distribuição de Probabilidade, do inglês <i>Cumulative Distribution Function</i> |
| AWGN | Ruído Aditivo Branco e Gaussiano, do inglês <i>Additive White Gaussian Noise</i> |
| i.i.d. | Independente e Identicamente Distribuído |
| CSI | Conhecimento do Estado do Canal, do inglês <i>Channel State Information</i> |
| v.a. | variável aleatória |
| i.n.i.d. | Independente mas Não Identicamente Distribuído |

LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---------------------------|---|
| E_b | energia por bit |
| N_0 | densidade espectral de potência do ruído |
| \mathbf{Z} | representação de uma matriz composta de variáveis z |
| \mathbf{z} | representação de um vetor composto de variáveis z |
| \mathbf{z}^\dagger | complexo conjugado transposto do vetor \mathbf{z} |
| z^* | complexo conjugado da variável z |
| $\lfloor z \rfloor$ | menor número inteiro que possuir maior proximidade de z |
| $\log(\cdot)$ | logaritmo natural |
| $\log_2(\cdot)$ | logaritmo na base 2 |
| $\mathbb{E}[\cdot]$ | esperança matemática |
| $p_z(z)$ | função densidade de probabilidade de uma variável aleatória z |
| $F_z(z)$ | função distribuição de probabilidade de uma variável aleatória z |
| t | número de antenas de transmissão |
| r | número de antenas de recepção |
| \mathbf{x} | sinal transmitido |
| \mathbf{y} | sinal recebido |
| \mathbf{n} | ruído aditivo branco e Gaussiano |
| P_{Tx} | potência total do sinal transmitido |
| P_L | perda de percurso entre o transmissor e o receptor |
| \mathbf{H} | matriz de contendo os coeficientes de desvanecimento do canal |
| $\mathbb{C}^{r \times t}$ | conjunto de números complexos de dimensão $t \times r$ |
| $h_{j,i}$ | coeficiente de desvanecimento do canal entre a antena transmissora i e a antena receptora j |
| i | índice da antena transmissora |
| j | índice da antena receptora |
| $\bar{\gamma}$ | SNR média por antena receptora |
| B | largura de banda do canal |
| n | valor máximo entre t e r |
| m | valor mínimo entre t e r |
| γ | SNR instantânea |
| C_X | capacidade do canal de um esquema de transmissão X |
| $E_i(x)$ | função exponencial integral (definição do valor principal de Cauchy para integrais) |
| \mathbf{I}_m | matriz identidade $m \times m$ |
| Ξ | matriz aleatória dada por $\mathbf{H}\mathbf{H}^\dagger$ para $t \geq r$ ou $\mathbf{H}^\dagger\mathbf{H}$ para $t < r$ |
| $\mathcal{L}_p^\alpha(x)$ | polinômio de Laguerre de ordem p |
| \mathbf{w} | vetor com os coeficientes para ponderação dos sinais transmitidos no MRT |
| \mathbf{w}_{opt} | vetor com os coeficientes ótimos do MRT |
| λ_{max} | máximo autovalor de Ξ |
| P_{Tot} | potência total consumida pelo transmissor |
| \hat{t} | número de antenas transmissoras ativas |
| P_t | potência de transmissão por antena ativa |

| | |
|-----------------------------|---|
| P_0 | parte da potência que cresce linearmente com \hat{t} |
| P_1 | parte da potência que não depende de \hat{t} |
| Δ_P | constante que reflete as perdas no amplificador de potência, refrigeração, bateria e fonte de alimentação |
| μ_{PA} | constante que reflete a influência da eficiência do amplificador de potência |
| C_C | constante de perda na refrigeração |
| C_{PSBB} | constante de perda na bateria de emergência e fonte de alimentação |
| P_V | parte da potência total que varia com P_t |
| P_F | parte da potência total que permanece fixa com a variação de P_t |
| E_X | relação EE-SE de um esquema de transmissão X |
| S_X | máxima eficiência espectral atingível para um esquema de transmissão X |
| P_{SISO} | potência de transmissão do esquema SISO |
| γ_Σ | SNR efetiva vista após a operação MRC realizada no esquema TAS |
| \max | seleção da i melhor dentre t antenas transmissoras |
| \tilde{B}^i | $B \log_2 e$ |
| μ_γ | primeiro momento de γ_Σ |
| σ_γ^2 | variância de γ_Σ |
| $p_{\gamma_\Sigma}(\gamma)$ | pdf da SNR instantânea de um sistema operando com TAS, com SNR média por antena receptora dada por $\bar{\gamma}$ |
| $a_k(y, i)$ | coeficiente de x^k , $k \in [0, i(y-1)]$, na expansão de $\left(\sum_{j=0}^{y-1} x^j / j!\right)^i$ |
| \tilde{C}_{TAS} | capacidade do esquema TAS aproximada para o regime de alta SNR |
| I_0 | inclinação da curva de eficiência espectral em função de $\frac{E_b}{N_0}$ em bits/s/Hz/(3 dB) |
| $C_{TAS-1^{st}O}$ | aproximação de primeira ordem para a capacidade do TAS |
| $\frac{E_b}{N_0} \min$ | valor de $\frac{E_b}{N_0}$ no qual a capacidade se torna nula |
| S_{TAS}^* | eficiência espectral ótima que maximiza a eficiência energética do esquema TAS |
| $W(\cdot)$ | valor principal da função Lambert-W |
| G_{EE} | Ganho em eficiência energética do esquema TAS sobre MIMO considerando PCM realista |
| $G_{EE,Th}$ | Ganho em eficiência energética do esquema TAS sobre MIMO considerando PCM ideal |
| \mathbf{G} | matriz composta por variáveis aleatórias Gaussianas complexas i.i.d., com média zero e variância unitária |
| Φ | matriz de correlação |
| ϕ | coeficiente de correlação |
| $\text{Gamma}(k, \theta)$ | distribuição Gamma com parâmetro de forma k e de escala θ |
| λ_j | j -ésimo autovalor da matriz de correlação no receptor |
| Θ | soma de variáveis aleatórias gamma i.n.i.d. |
| Ω | $\mathbb{E}[\Theta]$ |
| κ | $\Omega^2 / (\mathbb{E}[\Theta^2] - \Omega^2)$ |
| $C_{TAS,Corr}$ | capacidade do esquema TAS com correlação no receptor |
| $\tilde{C}_{TAS,Corr}$ | capacidade aproximada do esquema TAS com correlação no receptor |
| $S_{TAS,Corr}^*$ | eficiência espectral ótima que maximiza a eficiência energética do esquema TAS correlacionado |
| M | $t \times r$ |
| S_{MIMO}^* | eficiência espectral ótima que maximiza a eficiência energética do esquema MIMO |

| | |
|------------------|---|
| $\Gamma(a)$ | função gamma completa |
| $\Gamma(a,b)$ | função gamma incompleta superior |
| $U(a,b,z)$ | função hipergeométrica confluyente |
| $\check{\kappa}$ | $[\kappa]$, inteiro menor e mais próximo de κ |

SUMÁRIO

| | |
|--|-----------|
| 1 INTRODUÇÃO | 14 |
| 1.1 CONTRIBUIÇÕES | 17 |
| 1.2 MOTIVAÇÃO | 18 |
| 1.3 OBJETIVOS | 19 |
| 1.3.1 Objetivo Geral | 19 |
| 1.3.2 Objetivos Específicos | 19 |
| 1.4 PUBLICAÇÕES | 20 |
| 1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO | 20 |
| 2 PRELIMINARES | 22 |
| 2.1 MODELO DO SISTEMA | 22 |
| 2.1.1 Distribuição do desvanecimento | 24 |
| 2.1.2 Capacidade Ergódica do esquema SISO | 24 |
| 2.1.3 Capacidade Ergódica do esquema MIMO | 25 |
| 2.1.4 Capacidade do esquema MRT | 26 |
| 2.2 MODELO DE CONSUMO DE ENERGIA (PCM) | 27 |
| 2.3 RELAÇÃO EFICIÊNCIA ENERGÉTICA-EFICIÊNCIA ESPECTRAL (EE-SE) ... | 28 |
| 2.3.1 Relação EE-SE para SISO | 29 |
| 2.3.2 Relação EE-SE para MIMO | 29 |
| 2.3.3 Relação EE-SE para MRT | 30 |
| 2.4 COMENTÁRIOS | 31 |
| 3 RELAÇÃO DE TROCA EE-SE PARA TAS | 32 |
| 3.1 CAPACIDADE ERGÓDICA DO ESQUEMA TAS | 32 |
| 3.2 RELAÇÃO EE-SE PARA TAS | 34 |
| 3.2.1 Aproximação de 1ª ordem para a capacidade do TAS | 35 |
| 3.3 OTIMIZAÇÃO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA | 38 |
| 3.4 GANHO EM EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DO ESQUEMA TAS SOBRE MIMO . | 39 |
| 3.5 OTIMIZAÇÃO DO CONSUMO DOS CIRCUITOS | 40 |
| 3.6 EFEITO DA CORRELAÇÃO NO RECEPTOR PARA TAS | 40 |
| 3.6.1 Relação EE-SE para TAS Correlacionado | 42 |
| 3.7 COMENTÁRIOS | 43 |
| 4 RESULTADOS NUMÉRICOS | 45 |
| 5 COMENTÁRIOS FINAIS | 58 |
| 5.1 TRABALHOS FUTUROS | 60 |
| REFERÊNCIAS | 62 |
| Apêndice A – PROVA DO LEMA 2 | 67 |

1 INTRODUÇÃO

A utilização de múltiplas antenas na transmissão/recepção (MIMO, do inglês *Multiple-Input Multiple-Output*) combinada com a utilização de códigos espaço-temporais (ALAMOUTI, 1998; TAROKH et al., 1998) para combater o desvanecimento inerente ao canal sem fio tem promovido avanços significativos na eficiência espectral (SE, do inglês *Spectral Efficiency*), o que tem sido um importante indicador de desempenho no projeto e otimização de redes de comunicação sem fio, já que a velocidade da comunicação tem importância fundamental na percepção da qualidade do serviço por parte dos usuários. Entretanto, devido à crescente preocupação global com o consumo de energia, a eficiência energética (EE, do inglês *Energy Efficiency*) passou a ter importância particular neste processo (AUER et al., 2011). Do ponto de vista de eficiência energética, o uso de múltiplas antenas pode levar a um maior consumo de energia, já que circuitos e processamento de sinais adicionais são necessários.

Ao projetar um sistema tendo como foco sua eficiência energética, uma das métricas mais comuns é quantificar o desempenho da rede em termos de bits/Joule (KWON; BIRDSALL, 1986; RODOPLU; MENG, 2007), *i.e.*, o número máximo de bits que pode ser enviado pela rede normalizado pela energia necessária para realizar o envio. De forma alternativa, outras métricas podem também ser utilizadas, como energia por bit/densidade espectral de potência do ruído (E_b/N_0) (VERDU, 2002), por exemplo. Ainda mais importante, um requisito fundamental para avaliar a eficiência energética é utilizar um modelo de consumo de energia (PCM, do inglês *Power Consumption Model*) apropriado. Exemplos disto estão em (CUI et al., 2005; QUEK et al., 2007; BRANTE et al., 2011), nos quais os autores mostraram o impacto de se considerar um PCM realista em redes de sensores sem fio, já que quando os nós estão próximos uns dos outros, o consumo dos circuitos de Rádio-Frequência (RF) para transmissão/recepção pode ser maior que a energia necessária para transmissão. Por outro lado, no contexto de redes celulares, os autores em (ARNOLD et al., 2010; FEHSKE et al., 2010; AUER et al., 2011; HELIOT et al., 2011) mostraram que um modelo de consumo realista deve também considerar outros fatores importantes além do consumo dos circuitos de RF, como a ineficiência do amplificador, energia

consumida em processamento e intercomunicação, resfriamento, *etc.*, já que estes fatores têm grande impacto na avaliação geral do sistema.

Além disso, mais que avaliar o desempenho em termos de eficiência energética e eficiência espectral individualmente, uma análise unificada deve balancear a relação entre estes dois indicadores de desempenho (LI et al., 2011), já que o aumento indefinido da eficiência espectral tende a diminuir a eficiência energética. Uma análise pioneira da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral considerando desvanecimento Rayleigh foi realizada em (VERDU, 2002), levantando muito interesse no assunto desde então (PORRAT, 2007; LOZANO et al., 2003; RAGHAVAN et al., 2007a; HELIOT et al., 2012; JIANG et al., 2013; ONIRETI et al., 2013; KU et al., 2013; HUANG et al., 2013; WU et al., 2014). Em (VERDU, 2002), uma observação importante foi apresentada: encontrar uma expressão fechada para eficiência energética em função da eficiência espectral é um tanto quanto desafiador, já que esta tarefa requer a função inversa da capacidade do sistema, ou seja, a relação sinal-ruído (SNR, do inglês *Signal-to-Noise Ratio*) em função da capacidade. O autor realiza uma aproximação de primeira ordem para a relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral, que é precisa para o regime de baixa Relação Sinal-Ruído. Além da minuciosa introdução ao tema realizada em (VERDU, 2002), um tutorial detalhado sobre a análise da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral pode ser encontrado em (PORRAT, 2007).

Existem várias extensões da análise original realizada em (VERDU, 2002) para diversos cenários de interesse. Em (LOZANO et al., 2003) os autores apresentam uma análise detalhada da relação de troca eficiência energética e eficiência espectral para o caso de sistemas MIMO, incluindo o impacto causado por fatores como: correlação entre as múltiplas antenas, presença ou ausência de linha de visada, diversidade de polarização e interferência. O caso de canais com multipercursos seletivos no tempo e na frequência são investigados detalhadamente em (RAGHAVAN et al., 2007a). Entretanto, os trabalhos (VERDU, 2002; PORRAT, 2007; LOZANO et al., 2003; RAGHAVAN et al., 2007a) possuem em comum a consideração de um modelo de consumo ideal, de forma que a eficiência energética é maximizada na região de baixa eficiência espectral, já que desconsiderar o consumo dos circuitos faz com que a potência total seja igual à potência de transmissão, que tende a zero nesta região. Recentemente, trabalhos têm avaliado o impacto de se considerar um PCM realista na análise da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral, como por exemplo em (HELIOT et al., 2012) para o caso de um sistema MIMO, mostrando que em muitos casos o esquema com apenas uma antena de transmissão e uma de recepção (SISO, do inglês *Single-Input Single-Output*) pode ser mais energeticamente eficiente que esquemas MIMO. Posteriormente, o trabalho apresentado em (HELIOT et al., 2012) foi estendido em (JIANG et al., 2013), incluindo a análise de cenários

com canais com desvanecimento Rayleigh semi-correlacionados (considerando correlação apenas na recepção). Além disso, em (ONIRETI et al., 2013), sistemas MIMO distribuídos e co-localizados são comparados em termos da relação de troca eficiência energética e eficiência espectral. Os autores mostram que sistemas MIMO distribuídos são mais energeticamente eficientes que sistemas MIMO co-localizados para utilização na borda da célula. Extensões para cenários cooperativos (KU et al., 2013; HUANG et al., 2013) e com requisição de repetição automática (ARQ, do inglês *Automatic Repeat Request*) (WU et al., 2014) também foram recentemente investigadas sob o ponto de vista da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral.

É sabido que o esquema Máxima Razão na Transmissão (MRT, do inglês *Maximum Ratio Transmission*) (LO, 1999), também conhecido como *beamforming* na transmissão, ou MIMO com combinação de máxima razão (MIMO-MRC) (MAAREF; AISSA, 2005; MCKAY et al., 2006), apresenta desempenho superior em termos de eficiência espectral que o esquema de seleção de antena de transmissão (TAS, do inglês *Transmit Antenna Selection*) (LOVE; HEATH, 2005; RAGHAVAN et al., 2007b). Entretanto, em termos de eficiência energética, o esquema TAS aparenta ser uma solução interessante para reduzir o consumo dos circuitos, uma vez que somente uma antena transmissora é selecionada para transmissão da informação a cada instante (SANAYEI; NOSRATINIA, 2004). Em (BRANTE et al., 2013), a eficiência espectral do TAS com SSC (Combinação de Chaveamento e Fixação, do inglês *Switch and Stay Combining*) e do MRT é normalizada de acordo com a energia consumida (taxa de transmissão/energia da rede), e se demonstra que TAS+SSC pode ser melhor que MRT na região de baixa eficiência espectral, enquanto MRT possui melhor desempenho quando o número de antenas em cada usuário da rede é pequeno. Neste esquema, o receptor informa o transmissor qual a melhor antena para realizar a próxima comunicação, ou o transmissor obtém essa informação por estimação do canal receptor-transmissor, no caso de se assumir reciprocidade nas duas vias de comunicação entre transmissor e receptor. Esta técnica atinge a mesma ordem de diversidade que outros esquemas MIMO que utilizam todas as antenas de transmissão simultaneamente (SIMON; ALOUINI, 2004), enquanto diminui o consumo de energia. Em (KAKITANI et al., 2013), uma comparação entre TAS e MRT é realizada em termos de eficiência energética, em um cenário de desvanecimento em bloco, considerando um modelo de consumo realista. Tal análise demonstrou que, apesar do TAS ser uma estratégia sub-ótima sob o ponto de vista da eficiência espectral (LOVE; HEATH, 2005; RAGHAVAN et al., 2007b), isto é compensado por uma maior eficiência energética (KAKITANI et al., 2013). O uso de TAS em cenários de MIMO massivo também foi recentemente investigado em (LI et al., 2014), com o objetivo de melhorar a eficiência energética considerando dois

cenários particulares: *i*) quando o consumo dos circuitos relacionados às cadeias de RF é comparável à potência de transmissão e *ii*) quando o consumo destes circuitos é muito menor que a potência de transmissão, de forma que possa ser ignorado. Os resultados mostram que, se o consumo dos circuitos que estão associados a cada antena transmissora for muito maior ou comparável à potência de transmissão, utilizar muitas antenas adicionais pode reduzir a eficiência energética, de forma que somente um sub-conjunto de antenas deve ser utilizado para transmissão. Entretanto, se a potência de transmissão domina o consumo de energia, a eficiência energética aumenta monotonicamente com o número de antenas selecionadas, de forma que todas as antenas devem ser utilizadas. Todavia, a relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral não é considerada por (KAKITANI et al., 2013), nem por (LI et al., 2014).

Nesta tese a relação entre eficiência energética e eficiência espectral para o esquema TAS será avaliada, considerando um modelo de consumo realista de (HELIOT et al., 2012). Por considerar este PCM, será demonstrado que a aproximação de primeira ordem usualmente utilizada para representar a capacidade no regime de baixa SNR (VERDU, 2002) não é precisa neste cenário. Portanto, torna-se necessário encontrar uma solução diferente para obter uma expressão de capacidade inversível e, conseqüentemente, representar a relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral de forma fechada.

1.1 CONTRIBUIÇÕES

As contribuições desta tese podem ser sumarizadas da seguinte forma:

- A relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral do esquema TAS é analisada considerando um PCM prático, que inclui fatores que comumente não são levados em consideração ao analisar a relação eficiência energética-eficiência espectral, como o efeito do consumo de energia dos circuitos de cada cadeia de RF, assim como a não-linearidade do amplificador de potência. Os resultados demonstram que considerar um modelo de consumo realista pode gerar conclusões significativamente diferentes das conclusões tiradas de uma análise considerando um PCM ideal. Ainda, demonstra-se que a aproximação de primeira ordem usualmente adotada para representar a capacidade no regime de baixa SNR (VERDU, 2002) não tem bom desempenho quando um modelo de consumo prático é considerado;
- Uma aproximação para a relação eficiência energética-eficiência espectral para o esquema TAS é obtida em forma fechada, considerando um PCM realista, e demonstra-se que o desempenho desta aproximação é bom, muito próximo do valor exato obtido por inversão

numérica da expressão exata de capacidade. É importante salientar que para obter tal aproximação em forma fechada, inicialmente foi necessário obter uma aproximação inversível em forma fechada para a expressão de capacidade ergódica do esquema TAS, que é mais simples que outras expressões encontradas na literatura, sendo ao mesmo tempo consideravelmente precisa;

- O desempenho do esquema TAS em termos da relação eficiência energética-eficiência espectral é comparado com dois esquemas de referência: MIMO e MRT. A escolha por MIMO e MRT se dá pelo fato que o primeiro atinge máxima capacidade ergódica dentre os esquemas com múltiplas antenas com foco em multiplexação espacial, enquanto o segundo atinge a maior capacidade entre os esquemas com múltiplas antenas com foco em diversidade como o TAS. Os resultados demonstram que, considerando um modelo de consumo realista, TAS é sempre mais eficiente que o MRT para os cenários em estudo, e é mais eficiente que MIMO para uma larga faixa de valores de eficiência espectral. Salienta-se que tais conclusões podem somente ser obtidas considerando um PCM prático. Se um modelo de consumo ideal for considerado, utilizar TAS jamais seria mais eficiente energeticamente em relação a utilizar MRT;
- A influência de correlação espacial entre as múltiplas antenas de recepção é avaliada analítica e numericamente, em um cenário que representa bem o canal de comunicação entre estação rádio base (ERB) e um aparelho celular. Resultados demonstram que, ainda que a correlação espacial possa efetivamente reduzir a eficiência do esquema TAS para casos com poucas antenas, tal decréscimo em desempenho não é suficiente para torná-lo menos atraente que MIMO para uma larga faixa de valores de eficiência espectral.

1.2 MOTIVAÇÃO

A recente evolução das comunicações sem fio tem promovido avanços significativos na eficiência espectral, que tem sido um importante indicador de desempenho no projeto e otimização de redes de última geração. Entretanto, o aumento da eficiência espectral normalmente passa pela utilização de mais antenas, o que pode comprometer a eficiência energética (HELIOT et al., 2012; JIANG et al., 2013), e vai na contramão da busca por um planeta mais sustentável, algo que também vem despertando grande interesse da comunidade científica. Uma busca pelo tema “*energy efficiency*” no site de buscas Google, por exemplo, apresenta cerca de 76 milhões de resultados. Em várias conferências internacionais, sessões são dedicadas exclusivamente a soluções energeticamente eficientes.

Ao mesmo tempo em que as pessoas têm cada vez mais acesso a dispositivos de comunicação, existe uma clara tendência no mercado para que esta transmissão de dados seja feita sem fio, de forma mais ágil possível. Portanto, obter uma solução que encontre o ponto ótimo da relação entre eficiência energética e eficiência espectral para diversos cenários de comunicação sem fio pode contribuir de forma importante com a construção de um mundo mais ecologicamente equilibrado, sem comprometer dramaticamente o desempenho dos sistemas sem fio, além de auxiliar na diminuição do consumo de bateria, aumentando a autonomia dos dispositivos e proporcionando uma melhor experiência ao usuário. Com a evolução da tecnologia, é inevitável que a demanda por um aumento em eficiência espectral seja muito alta, o que poderá impor um ponto de operação não tão energeticamente eficiente. No entanto, a análise da relação eficiência energética-eficiência espectral será indispensável para que a eficiência energética não seja drasticamente comprometida em favorecimento da eficiência espectral.

1.3 OBJETIVOS

1.3.1 OBJETIVO GERAL

Propor ferramentas para análise da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral de redes sem fio, com o intuito de projetá-las de forma a explorar o ponto ótimo da razão entre consumo de energia e taxa de transmissão.

1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Buscar ferramentas para avaliação da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral de transmissão de dados sem fio, desde a transmissão direta, até esquemas que exploram utilização de múltiplas antenas de transmissão/recepção;
- Elaborar expressões que possibilitem obter o ponto máximo da relação entre consumo energético e taxa de transmissão de redes sem fio com múltiplas antenas, mais especificamente do esquema TAS;
- Obter expressões para avaliação da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral para o esquema TAS ao considerar que as antenas receptoras são correlacionadas, e como consequência encontrar a equação que obtém o ponto ótimo da relação eficiência energética-eficiência espectral do esquema TAS correlacionado sob a ótica do consumo de potência;
- Confirmar as impressões sobre as expressões analíticas obtidas com resultados numéricos,

possibilitando confrontar todos os esquemas pesquisados, tanto em função da eficiência espectral, como em função do número de antenas utilizadas, de variações no modelo de consumo (PCM) adotado e na variação do cenário considerado (ERB Macro, Micro e Pico).

1.4 PUBLICAÇÕES

As publicações realizadas durante o período de doutorado estão apresentadas na sequência:

- Diretamente abordada na tese:
 - Artigo aceito para publicação em periódico: 1 internacional (RAYEL et al., 2014).
- Outras:
 - Artigos completos publicados em anais de conferências: 4 (1 nacional (RAYEL et al., 2013a) + 3 internacionais (RAYEL et al., 2013b; MAFRA et al., 2014; KAIDO et al., 2014));
 - Artigos completos publicados em periódicos: 1 internacional (RAYEL et al., 2013c).

1.5 ESTRUTURA DO DOCUMENTO

O Capítulo 2 apresenta o modelo de sistema utilizado, com os principais conceitos considerados para a futura elaboração de ferramentas para avaliação da relação entre eficiência energética e eficiência espectral de sistemas de comunicação sem fio. Conceitos preliminares de comunicação sem fio e os principais esquemas envolvendo múltiplas antenas também são apresentados.

O Capítulo 3 contém as principais contribuições desta tese. No início, apresenta-se uma expressão de capacidade aproximada para o esquema TAS, além de uma expressão com a aproximação para a região de alta SNR que possibilita a inversão analítica para posterior cálculo da relação eficiência energética-eficiência espectral, cuja expressão para o TAS também é apresentada no mesmo capítulo. O ponto em que a eficiência energética é máxima na relação eficiência energética-eficiência espectral é obtido analiticamente para o TAS, e pode ser uma ferramenta importante no projeto da rede, visando maximizar a eficiência energética. Ferramentas para avaliação do ganho ao se utilizar TAS ao invés de MIMO também são

definidas. Uma possível otimização do consumo dos circuitos é discutida, e por fim o efeito da correlação entre as antenas do receptor é estudado e obtém-se uma expressão aproximada para a capacidade do esquema TAS semi-correlacionado.

No Capítulo 4 resultados numéricos que comprovam que TAS pode ser mais eficiente energeticamente que MIMO, além de ser sempre sobrepujar o MRT neste quesito, são apresentados. A expressão para a eficiência energética ótima também é verificada, e comprovada por resultados numéricos. O cenário em que existe correlação nas antenas do receptor também é avaliado, e fica comprovado que apesar de degradar o desempenho, a correlação no receptor não é suficiente para comprometer a vantagem do TAS sobre MIMO.

Finalmente, o Capítulo 5 apresenta as conclusões e comentários finais desta tese.

2 PRELIMINARES

Neste capítulo alguns conceitos sobre a transmissão de dados em canais sem fio serão apresentados. O modelo do sistema considerado é definido, e os detalhes da distribuição relacionada ao modelo de desvanecimento considerado são apresentados. Em seguida, a capacidade do esquema SISO, em que transmissor e receptor possuem somente uma antena é encontrada. A capacidade dos esquemas MIMO e MRT são apresentadas, com o objetivo principal de servir de base de comparação com as expressões do Capítulo 3. O conceito da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral é apresentado, e em seguida expressões para a relação eficiência energética-eficiência espectral dos esquemas SISO, MIMO e MRT são apresentadas.

2.1 MODELO DO SISTEMA

Notações. Letras maiúsculas em negrito são utilizadas para referência a matrizes, como \mathbf{Z} , e letras minúsculas em negrito são utilizadas para representar vetores, como \mathbf{z} , cujos complexos conjugados transpostos são referenciados por \mathbf{z}^\dagger . De forma similar, o complexo conjugado de uma variável z é referenciado como z^* . $\lfloor z \rfloor$ representa o menor número inteiro que possuir maior proximidade de z . $\log(\cdot)$ é o logaritmo natural, $\log_2(\cdot)$ é o logaritmo na base 2, e $\mathbb{E}[\cdot]$ é a esperança matemática. A função densidade de probabilidade (pdf, do inglês *Probability Density Function*) e a função distribuição de probabilidade (CDF, do inglês *Cumulative Distribution Function*) de uma variável aleatória z são dadas respectivamente por $p_z(z)$ e $F_z(z)$.

Este trabalho considera um sistema de comunicação sem fio onde a Estação Rádio Base se comunica com vários usuários, conforme ilustra a Figura 2.1.

Como a ERB possui dimensão muito maior que os usuários, assume-se que esta não possui grandes restrições para o espaçamento de suas antenas, o que não ocorre no caso dos usuários. Ainda devido à esta característica, apenas o consumo de energia da ERB será analisado neste tese, já que assim será possível simular maiores variações no número de antenas transmissoras mantendo fidelidade a um cenário prático. Considera-se que cada transmissor é

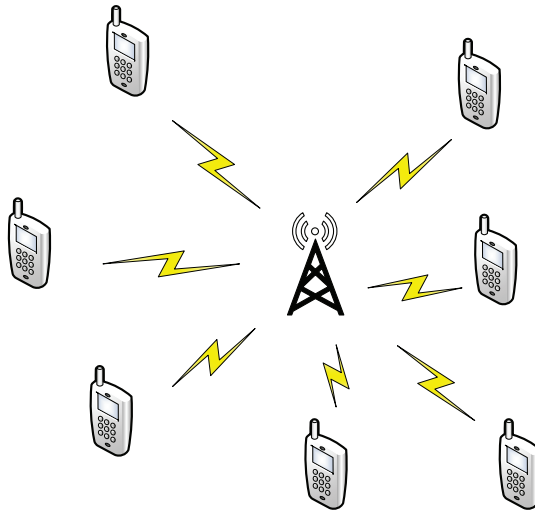


Figura 2.1: Modelo de sistema de comunicação sem fio.

equipado com t antenas de transmissão, enquanto o receptor possui r antenas de recepção, conforme ilustrado na Figura 2.2.

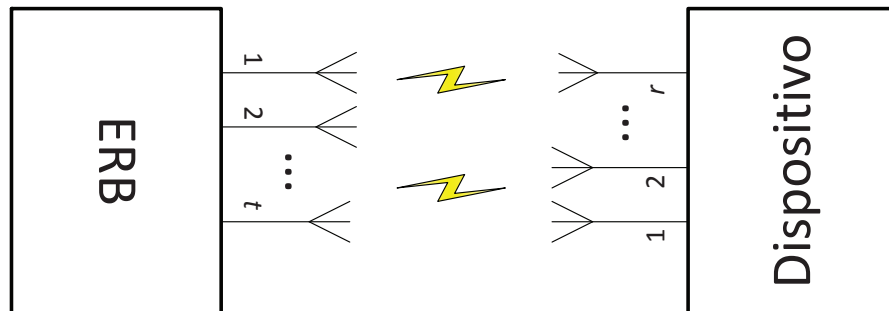


Figura 2.2: Modelo de sistema considerando t antenas de transmissão e r de recepção.

Omitindo o índice temporal, o sinal recebido pode ser descrito por

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_L} \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (2.1)$$

onde $\mathbf{x} \in \mathbb{C}^{t \times 1}$ e $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{r \times 1}$ são os sinais transmitidos e recebidos, respectivamente, e $\mathbf{n} \in \mathbb{C}^{r \times 1}$ é o ruído aditivo branco e Gaussiano (AWGN, do inglês *Additive White Gaussian Noise*) com média zero e variância N_0 por dimensão. A potência total do sinal transmitido é representada por $P_{Tx} = \mathbb{E}[\mathbf{x}^\dagger \mathbf{x}]$, enquanto a perda de percurso entre o transmissor e receptor é dada por P_L . A matriz $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{r \times t}$ contém os coeficientes de desvanecimento $h_{j,i}$ dos canais entre a antena transmissora i e a antena receptora j , modelados como variáveis aleatórias complexas Gaussianas com média zero e variância unitária, considerando ainda que são independentes e identicamente distribuídas (i.i.d.) no tempo e no espaço, e permanecem constantes durante a

transmissão de um símbolo, seguindo o modelo de desvanecimento em bloco. Além disso, considera-se que somente os receptores possuem conhecimento perfeito do estado do canal (CSI, do inglês *Channel State Information*).

Assim, como todos os canais são assumidos possuírem as mesmas estatísticas, os índices i e j podem ser eliminados e a relação sinal-ruído (SNR) média por antena receptora $\bar{\gamma}$ pode ser expressa da seguinte forma

$$\bar{\gamma} = \frac{P_L P_{Tx}}{N_0 B}, \quad (2.2)$$

com B representando a largura de banda do canal (em Hertz). Finalmente, também define-se por questão de conveniência que $n = \max\{t, r\}$ e $m = \min\{t, r\}$.

2.1.1 DISTRIBUIÇÃO DO DESVANECIMENTO

Em caso onde não existe linha de visada entre o transmissor e o receptor, o que é bastante compatível com grande parte das redes de transmissão sem fio, um dos modelos mais utilizados para descrever o comportamento da propagação do sinal é o de Rayleigh (GOLDSMITH, 2005). Neste caso, o módulo dos coeficientes de desvanecimento $|h_{j,i}|$ possui distribuição Rayleigh, e por consequência $|h_{j,i}|^2$ possui distribuição exponencial. Este modelo será utilizado neste trabalho e todas as expressões apresentadas a seguir serão desenvolvidas a partir desta consideração.

A SNR instantânea γ , sujeita à realização do canal é então dada por

$$\gamma = |h|^2 \bar{\gamma}, \quad (2.3)$$

onde h é uma notação simplificada para $h_{1,1}$. Como o desvanecimento é assumido possuir distribuição Rayleigh, γ é exponencialmente distribuído com média $\bar{\gamma}$, já que é ponderado por $|h|^2$. Portanto, a função densidade de probabilidade da variável aleatória γ será a mesma de uma v.a. exponencial com média $\bar{\gamma}$, de forma que

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{e^{-\gamma/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}}. \quad (2.4)$$

2.1.2 CAPACIDADE ERGÓDICA DO ESQUEMA SISO

Inicialmente assume-se um sistema em que transmissor e receptor possuem somente uma antena (SISO) ($t=r=1$). Refere-se à capacidade do canal, ou máxima taxa de transmissão atingível em bits/s para um esquema de transmissão X por C_X . Portanto, a capacidade do

esquema SISO é dada por (SHANNON, 1948)

$$C_{\text{SISO}} = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) p_{\gamma}(\gamma) d\gamma. \quad (2.5)$$

Afim de solucionar a integral apresentada em (2.5), recorre-se à seguinte expressão obtida de (GRADSHTEYN; RYZHIK, 2007, §4.222.8)

$$\int_0^{\infty} \log(1 + ax) x^b e^{-x} dx = \sum_{k=0}^b \frac{b!}{(b-k)!} \left[\frac{(-1)^{b-k-1}}{a^{b-k}} e^{1/a} \text{E}_i\left(-\frac{1}{a}\right) + \sum_{l=1}^{b-k} \frac{(l-1)!}{(-a)^{b-k-l}} \right], \quad (2.6)$$

onde $\text{E}_i(x)$ é a função exponencial integral (definição do valor principal de Cauchy para integrais), dada por

$$\text{E}_i(x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^t}{t} dt. \quad (2.7)$$

Então, substituindo $x = \gamma/\bar{\gamma}$, $dx = d\gamma/\bar{\gamma}$, $a = \bar{\gamma}$ e $b = 0$ em (2.6), e utilizando-se da transformação $\log_2(x) = \log(x)/\log(2)$, a capacidade do esquema SISO pode ser reescrita da seguinte forma:

$$C_{\text{SISO}} = -B \frac{e^{1/\bar{\gamma}}}{\log(2)} \text{E}_i\left(-\frac{1}{\bar{\gamma}}\right). \quad (2.8)$$

2.1.3 CAPACIDADE ERGÓDICA DO ESQUEMA MIMO

Assume-se agora que tanto transmissor como receptor estejam equipados com mais de uma antena, *i.e.*, $t \geq 1$ e $r \geq 1$. Considera-se o modelo definido em (2.1), onde t informações diferentes são transmitidas em paralelo, de forma a maximizar a multiplexação espacial, ou seja, transmitir a maior quantidade de informações possível. Este esquema é chamado de MIMO, e sua capacidade é dada por (TELATAR, 1999)

$$C_{\text{MIMO}} = \mathbb{E} \left[B \log_2 \det \left(\mathbf{I}_m + \frac{\bar{\gamma}}{t} \mathbf{\Xi} \right) \right], \quad (2.9)$$

onde \mathbf{I}_m é uma matriz identidade $m \times m$, e $\mathbf{\Xi} \in \mathbb{C}^{m \times m}$ corresponde a uma matriz aleatória que depende da relação entre quantidade de antenas no transmissor e receptor e é dada por

$$\mathbf{\Xi} = \begin{cases} \mathbf{H}\mathbf{H}^{\dagger} & t \geq r \\ \mathbf{H}^{\dagger}\mathbf{H} & t < r \end{cases}. \quad (2.10)$$

Como comentado no início da Seção 2.1, assume-se que a ERB não possui limitações

de espaço comparáveis às que existem nos usuários. Assim, é razoável assumir que $t \geq r$, e que, portanto Ξ possuirá dimensões $r \times r$.

No caso de desvanecimento Rayleigh i.i.d., um limitante superior para a capacidade do esquema MIMO dada em (2.9) é dado por (JIANG et al., 2013)

$$C_{\text{MIMO}} = B \log_2 \left[m! \left(\frac{\bar{\gamma}}{t} \right)^m \mathcal{L}_m^{n-m} \left(-\frac{t}{\bar{\gamma}} \right) \right], \quad (2.11)$$

onde $\mathcal{L}_p^\alpha(x)$ é o polinômio de Laguerre de ordem p , dado por (GRADSHTEYN; RYZHIK, 2007, §8.970.1)

$$\mathcal{L}_p^\alpha(x) = \frac{1}{p!} e^x x^{-\alpha} \frac{d^p}{dx^p} (e^{-x} x^{p+\alpha}). \quad (2.12)$$

Contudo, o polinômio de Laguerre torna a expressão difícil de ser manipulada. Se o regime de alta SNR for objeto principal da análise $\mathcal{L}_m^{n-m}(-t/\bar{\gamma}) \approx \mathcal{L}_m^{n-m}(0)$. De (GRADSHTEYN; RYZHIK, 2007, §8.973.3) sabe-se que $\mathcal{L}_m^{n-m}(0) = n!/[m!(n-m)!]$. Ao inserir este resultado em (2.11), como demonstrado em (JIANG et al., 2013), pode-se escrever a aproximação para a capacidade do esquema MIMO operando na região de alta SNR da seguinte maneira

$$C_{\text{MIMO}} \approx B \log_2 \left[\left(\frac{\bar{\gamma}}{t} \right)^m \frac{n!}{(n-m)!} \right]. \quad (2.13)$$

A expressão (2.13) é mais simples, e é facilmente inversível em relação a $\bar{\gamma}$, o que será fundamental mais adiante nesta tese.

2.1.4 CAPACIDADE DO ESQUEMA MRT

O esquema MRT de múltiplas antenas na transmissão/recepção, também conhecido como *beamforming* na transmissão, ou MIMO-MRC (LO, 1999; MAAREF; AISSA, 2005; MCKAY et al., 2006), é um esquema que atinge máxima SNR média dentre os esquemas de múltiplas antenas com foco na diversidade, explorando o conhecimento do canal tanto no transmissor quanto no receptor. O MRT pondera de forma apropriada os sinais transmitidos e recebidos de forma que a SNR instantânea após a combinação de sinais realizada no receptor seja maximizada. Diferentemente do esquema MIMO, no MRT múltiplas cópias da mesma informação são transmitidas, uma vez que seu objetivo principal é maximizar o número de cópias de um mesmo sinal que chegam ao receptor, aumentando a confiabilidade da comunicação, ao mesmo tempo sacrificando a taxa máxima atingível.

O sinal recebido no MRT possui uma ligeira mudança em relação ao sinal recebido

no MIMO, já que agora os coeficientes utilizados para ponderar os sinais transmitidos (\mathbf{w}) aparecerão no sinal recebido

$$\mathbf{y} = \sqrt{P_L} \mathbf{H} \mathbf{w} \mathbf{x} + \mathbf{n}. \quad (2.14)$$

O receptor então aplica o princípio do MRC, de tal forma que o sinal após combinação se torna (MCKAY et al., 2006):

$$\mathbf{z} = \sqrt{P_L} \mathbf{w}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{w} \mathbf{x} + \mathbf{w}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{n}. \quad (2.15)$$

Como o vetor \mathbf{w} é selecionado de forma a maximizar a SNR instantânea, é bem conhecido que o vetor ótimo \mathbf{w}_{opt} é o autovetor correspondente ao máximo autovalor λ_{max} de $\mathbf{H}^\dagger \mathbf{H}$, que é também o máximo autovalor de $\mathbf{\Xi} = \mathbf{H} \mathbf{H}^\dagger$. Neste caso, a SNR instantânea é dada por (MCKAY et al., 2006)

$$\gamma = \bar{\gamma} \lambda_{\text{max}}. \quad (2.16)$$

Esta operação pode ser vista como uma decomposição em valores singulares da matriz do canal MIMO, de modo que a capacidade ergódica se torna (MCKAY et al., 2006)

$$C_{\text{MRT}} = \mathbb{E}[B \log_2(1 + \lambda_{\text{max}} \bar{\gamma})]. \quad (2.17)$$

A expressão analítica para capacidade do esquema MRT é obtida em (MCKAY et al., 2006, §19), após se computar a esperança matemática apresentada em (2.17).

2.2 MODELO DE CONSUMO DE ENERGIA (PCM)

Na prática, a energia total consumida por um transmissor (representada por P_{Tot}) é composta não somente pela potência de transmissão P_{Tx} , mas também pela potência consumida pelos circuitos. Neste trabalho, adota-se um modelo realista de consumo, denominado *Modelo de Consumo Linear Duplo*, apresentado em (HELIOT et al., 2012). De acordo com o PCM mencionado, a potência total consumida é dada por

$$P_{\text{Tot}} = \hat{t}(\Delta_P P_t + P_0) + P_1, \quad (2.18)$$

onde $1 \leq \hat{t} \leq t$ corresponde ao número de antenas ativas, $P_t = P_{\text{Tx}}/\hat{t}$ é a potência de transmissão por antena ativa, P_0 é a parte da potência que cresce linearmente com \hat{t} , P_1 é a parte que não depende de \hat{t} e portanto se mantém fixa.

Em (2.18), Δ_P é uma constante que reflete a influência da eficiência do amplificador

de potência (μ_{PA}), a perda na refrigeração (C_C) e a perda na bateria de emergência e na fonte de alimentação (C_{PSBB}), e é definida como (HELIOT et al., 2012)

$$\Delta_P = (1 + C_C)(1 + C_{PSBB})/\mu_{PA}. \quad (2.19)$$

Alternativamente, pode-se reescrever (2.18) como uma soma de dois termos

$$P_{Tot} = P_V + P_F, \quad (2.20)$$

onde $P_V = \hat{t}\Delta_P P_t$ é a parte que varia com a potência de transmissão, enquanto $P_F = \hat{t}P_0 + P_1$ permanece fixa com relação à variação de P_t .

2.3 RELAÇÃO EFICIÊNCIA ENERGÉTICA-EFICIÊNCIA ESPECTRAL (EE-SE)

Como introduzido em (VERDU, 2002), o conceito de relação de troca eficiência energética-eficiência espectral expressa a eficiência energética (EE) como função da eficiência espectral (SE), balanceando sua razão. Esta ferramenta é bastante útil na análise de sistemas de comunicação, já que é possível selecionar pontos de operação em que nem a eficiência energética nem a eficiência espectral sejam drasticamente prejudicadas, de forma a operar com taxa de transmissão e consumo de energia razoáveis.

Considerando um esquema de transmissão $X \in \{\text{SISO, MIMO, MRT, TAS}\}$, tal que C_X (bits/s) seja a máxima taxa de informação que pode ser transmitida confiavelmente e P_{Tot} a potência total consumida para transmitir dados em tal taxa, a relação eficiência energética-eficiência espectral desse esquema de transmissão X (referida por E_X) é então definida como (VERDU, 2002)

$$E_X = \frac{C_X}{P_{Tot}}, \quad (2.21)$$

que corresponde à capacidade do sistema em bits/Joule. Através do teorema da capacidade de Shannon (SHANNON, 1948), a máxima eficiência espectral atingível para um esquema de transmissão (S_X), ou equivalentemente a capacidade ergódica do canal por unidade de largura de banda (em bits/s/Hz), pode ser expressa como uma função de $\bar{\gamma}$ da seguinte maneira

$$S_X = \frac{C_X}{B} = f(\bar{\gamma}), \quad (2.22)$$

de forma que $f : \bar{\gamma} \in [0, +\infty) \rightarrow S \in [0, +\infty)$. Como apresentado em (VERDU, 2002), considerando-se um modelo de consumo ideal, o regime mais interessante para a eficiência espectral é o de baixa SNR, onde a eficiência energética máxima pode ser obtida. Entretanto, quando considera-se um PCM realista, isto não é necessariamente verdade, já que existe um

consumo fixo de energia relacionado aos circuitos de RF, refrigeração, processamento, *etc.*, e o ponto de máxima eficiência energética usualmente se move para uma região de mais alta SNR. Portanto, a aproximação de primeira ordem para a capacidade proposta em (VERDU, 2002) não tem desempenho satisfatório quando se considera um PCM prático. Isto será abordado em maiores detalhes na Sub-Seção 3.2.1.

Agora, a relação eficiência energética-eficiência espectral para o sistemas SISO, MIMO e MRT será definida.

2.3.1 RELAÇÃO EE-SE PARA SISO

É possível reescrever a relação EE-SE do esquema SISO (2.21) em bits/Joule como

$$E_{\text{SISO}} = \frac{S_{\text{SISO}}B}{P_{\text{Tot}}} = \frac{C_{\text{SISO}}}{\Delta_P P_{\text{SISO}} + P_0 + P_1}, \quad (2.23)$$

relembrando que S_{SISO} é a eficiência espectral atingível para o esquema SISO, P_{SISO} é a potência de transmissão utilizada no SISO, e que somente $t = 1$ antena transmissora está disponível.

Ainda, pode-se perceber a partir de (2.2) que

$$P_{\text{SISO}} = \frac{N_0 B}{P_L} \bar{\gamma}, \quad (2.24)$$

com $\bar{\gamma} = f^{-1}(C_{\text{SISO}})$, o que leva a

$$E_{\text{SISO}} = \frac{C_{\text{SISO}}}{\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L} f^{-1}(C_{\text{SISO}}) + P_0 + P_1}. \quad (2.25)$$

Entretanto, deve-se ressaltar que não é fácil (se possível) obter uma expressão fechada para E_{SISO} , já que $f^{-1}(C_{\text{SISO}})$ requer a expressão inversa para a exponencial integral em (2.5).

2.3.2 RELAÇÃO EE-SE PARA MIMO

Para o esquema MIMO, t informações diferentes são transmitidas pelas t antenas disponíveis, de forma a maximizar a multiplexação espacial. Portanto, de forma similar à do esquema SISO, a relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral do sistema

MIMO pode ser escrita como

$$\begin{aligned} E_{\text{MIMO}} &= \frac{S_{\text{MIMO}}B}{t(\Delta_P P_t + P_0) + P_1} \\ &= \frac{C_{\text{MIMO}}}{t\left(\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L} f^{-1}(C_{\text{MIMO}}) + P_0\right) + P_1}, \end{aligned} \quad (2.26)$$

já que $\hat{t} = t$ antenas de transmissão são ativadas. No entanto, uma expressão em forma fechada para E_{MIMO} também é difícil (se possível) de se obter, pois (2.11) contém o polinômio de Laguerre de ordem m .

Para contornar esta limitação e encontrar $\bar{\gamma} = f^{-1}(C_{\text{MIMO}})$, recorre-se à aproximação de alta SNR em (2.13), de modo que é possível obter a expressão inversa para a capacidade do esquema MIMO (JIANG et al., 2013)

$$f^{-1}(C_{\text{MIMO}}) \approx t \left[2^{S_{\text{MIMO}}} \frac{(n-m)!}{n!} \right]^{\frac{1}{m}}. \quad (2.27)$$

Substituindo (2.27) em (2.26) obtém-se a aproximação da relação EE-SE para o esquema MIMO de forma fechada

$$E_{\text{MIMO}} \approx \frac{C_{\text{MIMO}}}{t \left(\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L} t \left[2^{S_{\text{MIMO}}} \frac{(n-m)!}{n!} \right]^{\frac{1}{m}} + P_0 \right) + P_1}. \quad (2.28)$$

2.3.3 RELAÇÃO EE-SE PARA MRT

Para o esquema MRT, a mesma informação é transmitida pelas t antenas disponíveis, ponderando-se a potência transmitida em cada antena de forma a maximizar a SNR após o MRC no receptor. Portanto, a relação de troca EE-SE é dada por

$$E_{\text{MRT}} = \frac{C_{\text{MRT}}}{t \left(\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L} f^{-1}(C_{\text{MRT}}) + P_0 \right) + P_1}, \quad (2.29)$$

pois $\hat{t} = t$. Para obter uma expressão em forma fechada para a relação EE-SE do esquema MRT, é necessário obter a função inversa $f^{-1}(C_{\text{MRT}})$ em (2.29). Isto pode ser feito aproximando (2.17) através do método que utilizaremos no Capítulo 3 para o esquema TAS, que requer o primeiro e o segundo momentos de λ_{\max} (MCKAY et al., 2006), isolando posteriormente $\bar{\gamma}$.

2.4 COMENTÁRIOS

Neste capítulo, o modelo de um sistema de comunicação com múltiplas antenas foi apresentado e posteriormente analisado com a aplicação de alguns dos principais esquemas MIMO de rede presentes na literatura, desde o mais simples, com apenas uma antena de transmissão e uma de recepção (SISO), até os mais sofisticados, como o MRT, que atinge máxima SNR média dentre os esquemas de múltiplas antenas com foco na diversidade, explorando o conhecimento do canal tanto no transmissor como no receptor, e o MIMO, que possui máxima multiplexação espacial.

Foi definido também um modelo de consumo de energia (PCM) realista, considerando não somente a potência de transmissão, mas também o consumo dos circuitos de RF no cálculo da energia total consumida, para evitar erros de análise que podem ocorrer quando se considera um PCM ideal.

As relações de troca EE-SE para os esquemas apresentados foram obtidas a partir da inversão das expressões de capacidade aproximadas que foram apresentadas, criando portanto o ferramental necessário para a análise da eficiência energética em função de um ponto de operação específico.

Entretanto, em sistemas sem fio, os nós da rede normalmente são alimentados por bateria, que geralmente não são fáceis de serem recarregadas ou substituídas. Assim, maximizar sua vida útil se torna um importante tópico a ser considerado no projeto da rede. Com essa motivação, no próximo capítulo iremos analisar a relação EE-SE para o esquema TAS, onde somente uma cadeia de RF é ativada em cada transmissão, o que pode proporcionar maior eficiência energética ao TAS quando comparado aos demais esquemas com múltiplas antenas que mantêm todas as cadeias de RF ativas.

3 RELAÇÃO DE TROCA EE-SE PARA TAS

Neste capítulo os fundamentos sobre o esquema de seleção de antena de transmissão (TAS) serão apresentados. Em seguida inicia-se uma série de passos visando avaliar a relação EE-SE para o esquema TAS:

- A expressão para a capacidade do esquema TAS é derivada;
- Uma aproximação de alta SNR para a expressão da capacidade é obtida, sendo esta inversível com relação à SNR, possibilitando posterior obtenção de uma aproximação para a relação EE-SE do esquema TAS;
- A aproximação de 1ª ordem para a capacidade do TAS também é encontrada, e uma comparação com a capacidade exata mostra que utilizar a aproximação de 1ª ordem pode não ser suficiente quando se considera um modelo de consumo prático;
- Para fins de obter o ponto de operação ideal em termos da relação EE-SE, uma expressão para encontrar o ponto em que ocorre a máxima eficiência energética é derivado;
- Expressões para calcular o ganho em eficiência energética ao se utilizar TAS ao invés de MIMO são obtidas tanto para um modelo de consumo ideal, como para um realista;
- Uma análise sobre como a variação do consumo fixo e do que é afetado pelo número de antenas transmissoras pode influenciar a eficiência energética é realizada;
- Por fim, o efeito da correlação espacial nas antenas do receptor é considerado, e uma aproximação para a capacidade do esquema TAS correlacionado é apresentada, de forma a possibilitar a obtenção da relação EE-SE e da expressão que encontra o ponto em que a eficiência energética é maximizada, finalizando o capítulo.

3.1 CAPACIDADE ERGÓDICA DO ESQUEMA TAS

Quando o esquema TAS é empregado, somente $\hat{t} = 1$ de t antenas transmissoras é selecionada por bloco de transmissão, de forma que $P_{\hat{t}} = P_{Tx}$ para esta antena em particular,

ou seja, toda a potência de transmissão disponível é empregada na antena selecionada. Esta seleção ocorre a partir de envios de mensagens piloto por cada uma das t antenas transmissoras ao receptor, que é assumido possuir conhecimento do estado do canal, e portanto consegue responder com uma mensagem ao transmissor informando qual das t antenas possui melhor ganho. Como uma quantidade ínfima de informação é trocada entre transmissor e receptor neste processo, considera-se que o consumo de energia desta etapa pode ser desprezado. Assumindo-se que, juntamente com a seleção de antena de transmissão, a combinação de máxima razão (MRC) é realizada no receptor, a SNR efetiva γ_Σ do sistema vista após a operação MRC pode ser escrita como (GOLDSMITH, 2005)

$$\gamma_\Sigma = \bar{\gamma} \max_i \sum_{j=1}^r |h_{j,i}|^2, \quad (3.1)$$

onde \max_i representa a seleção da melhor dentre t antenas transmissoras, e o somatório corresponde à saída do MRC realizado sobre as r antenas receptoras (GOLDSMITH, 2005).

Portanto, a capacidade média para o esquema TAS é dada por (SHANNON, 1948)

$$C_{\text{TAS}} = \mathbb{E}[B \log_2(1 + \gamma_\Sigma)]. \quad (3.2)$$

Contudo, percebe-se que a solução para esta equação não é trivial, já que envolve uma soma de variáveis aleatórias exponencialmente distribuídas, e posterior seleção do maior valor dentre essas t somas. Para simplificar o processo, recorre-se ao procedimento demonstrado em (ZHANG et al., 2008) e expande-se a capacidade do TAS em série de Taylor em relação à esperança da SNR efetiva do sistema γ_Σ , o que leva à seguinte aproximação

$$C_{\text{TAS}} \approx \check{B} \left[\log(1 + \mu_\gamma) - \frac{\sigma_\gamma^2}{2(1 + \mu_\gamma)^2} \right], \quad (3.3)$$

onde $\check{B} = B \log_2 e$, e μ_γ e σ_γ^2 são o primeiro momento e a variância de γ_Σ , respectivamente. No Capítulo 4 será demonstrado que (3.3) possui boa precisão quando comparada ao valor exato de capacidade para o TAS.

A função densidade de probabilidade da SNR instantânea vista no receptor em um sistema operando de acordo com o esquema TAS, sujeito a desvanecimento Rayleigh, com SNR média por antena receptora $\bar{\gamma}$ em conformidade com (2.2), $p_{\gamma_\Sigma}(\gamma)$ é dada por (ZHANG et al., 2008)

$$p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) = \frac{t e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}}{(r-1)! \bar{\gamma}} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^{r-1} \left[1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \sum_{j=0}^{r-1} \frac{1}{j!} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \right)^j \right]^{t-1}. \quad (3.4)$$

Portanto, o primeiro momento γ_Σ é

$$\mu_\gamma = \int_0^\infty \gamma_\Sigma p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) d\gamma_\Sigma = K_1(r) \cdot \bar{\gamma}, \quad (3.5)$$

onde $K_\alpha(y)$ é uma constante dada por

$$K_\alpha(y) \triangleq \frac{t}{(y-1)!} \sum_{i=0}^{t-1} \left[(-1)^i \binom{t-1}{i} \sum_{k=0}^{i(y-1)} a_k(y,i) \frac{(y+k+\alpha-1)!}{(i+1)^{y+k+\alpha}} \right], \quad (3.6)$$

sendo $a_k(y,i)$ o coeficiente de x^k , $k \in [0, i(y-1)]$, na expansão de $\left(\sum_{j=0}^{y-1} x^j / j! \right)^i$. De maneira similar, é possível obter o segundo momento de γ_Σ como

$$\mathbb{E}(\gamma_\Sigma^2) = \int_0^\infty \gamma_\Sigma^2 p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) d\gamma_\Sigma = K_2(r) \cdot \bar{\gamma}^2, \quad (3.7)$$

de modo que a variância de γ_Σ é obtida a partir de (3.7) e (3.5)

$$\sigma_\gamma^2 = \mathbb{E}(\gamma_\Sigma^2) - \mu_\gamma^2. \quad (3.8)$$

Todavia, ainda que inserindo (3.8) em (3.3) gere uma boa aproximação para a capacidade do esquema TAS, segue difícil (se possível) encontrar sua função inversa com relação a $\bar{\gamma}$. Então, objetivando encontrar uma expressão fechada para a função inversa $f^{-1}(C_{\text{TAS}})$, o seguinte lema é apresentado.

Lema 1. No regime de alta SNR, a capacidade do esquema TAS pode ser aproximada para \tilde{C}_{TAS} da seguinte forma

$$\begin{aligned} C_{\text{TAS}} \approx \tilde{C}_{\text{TAS}} &= \check{B} \left[\log(\mu_\gamma) - \frac{\sigma_\gamma^2}{2\mu_\gamma^2} \right] \\ &= \check{B} \left[\log(K_1(r) \bar{\gamma}) - \frac{K_2(r) - K_1(r)^2}{2K_1(r)^2} \right]. \end{aligned} \quad (3.9)$$

Prova. Explorando o fato de que $1 + \mu_\gamma \approx \mu_\gamma$ para grandes valores¹ de μ_γ , aproxima-se (3.3), que resulta em (3.9), reduzindo a dificuldade de encontrar a inversa pois $\bar{\gamma}$ passa a ser termo único dentro do logaritmo. ■

3.2 RELAÇÃO EE-SE PARA TAS

Como no esquema TAS somente uma informação é transmitida pela antena com melhor canal com o MRC realizado no receptor dentre as t disponíveis, de forma a maximizar

¹Mesmo sendo uma aproximação de alta SNR, o desempenho é satisfatório para o regime de baixa SNR, e a precisão aumenta com o número de antenas transmissoras/receptoras, como será observado mais adiante.

a diversidade. Para encontrar a relação EE-SE para TAS, o seguinte teorema é apresentado.

Teorema 1. A relação de troca entre EE-SE do sistema operando com TAS pode ser aproximada por

$$E_{\text{TAS}} \approx \frac{\tilde{C}_{\text{TAS}}}{\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L K_1(r)} e^{\frac{\tilde{C}_{\text{TAS}}}{B} + \frac{K_2(r) - K_1(r)^2}{2K_1(r)^2}} + P_0 + P_1}. \quad (3.10)$$

Prova. De (3.9), é possível isolar a SNR média $\bar{\gamma}$

$$\bar{\gamma} = f^{-1}(\tilde{C}_{\text{TAS}}) = \frac{1}{K_1(r)} e^{\frac{\tilde{C}_{\text{TAS}}}{B} + \frac{K_2(r) - K_1(r)^2}{2K_1(r)^2}}. \quad (3.11)$$

A partir de (2.21), a capacidade do esquema TAS em bits/Joule pode ser aproximada como

$$E_{\text{TAS}} \approx \frac{\tilde{C}_{\text{TAS}}}{\hat{t} \left(\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L} f^{-1}(\tilde{C}_{\text{TAS}}) + P_0 \right) + P_1}, \quad (3.12)$$

na qual, ao inserir (3.11) e utilizando o fato que $\hat{t} = 1$ antena ativa no esquema, encontra-se (3.10), concluindo a prova. ■

A expressão em forma fechada para a relação de troca EE-SE apresentada em (3.10) é útil para fins de reprodutibilidade, ou para estender os resultados para outras combinações de números de antena, evitando a necessidade de longas simulações de Monte Carlo. Ainda, baseado em tal expressão, é possível obter o valor de eficiência espectral que maximiza a eficiência energética, como será apresentado mais adiante.

3.2.1 APROXIMAÇÃO DE 1ª ORDEM PARA A CAPACIDADE DO TAS

Como comentado na Seção 2.3, a relação eficiência energética-eficiência espectral foi inicialmente apresentada em (VERDU, 2002), considerando-se um modelo de consumo ideal. Neste cenário, o regime mais interessante para a eficiência espectral é o de baixa SNR, onde a eficiência energética máxima pode ser obtida. Entretanto, quando considera-se um PCM realista, isto não é necessariamente verdade, já que existe um consumo fixo de energia relacionado aos circuitos de RF, refrigeração, processamento, *etc*, e o ponto de máxima eficiência energética usualmente se move para uma região de mais alta SNR. A fim de provar esta constatação, prossegue-se com a obtenção da aproximação de primeira ordem para a capacidade proposta em (VERDU, 2002).

Primeiro, é necessário encontrar as derivadas de primeira e segunda ordem de (3.3) em

relação à SNR

$$\dot{C}_{\text{TAS}}(0) = \left. \frac{dC_{\text{TAS}}}{d\bar{\gamma}} \right|_{\bar{\gamma}=0} = \frac{BK_1(r)}{\log^2(2)}, \quad (3.13)$$

e

$$\ddot{C}_{\text{TAS}}(0) = \left. \frac{d^2C_{\text{TAS}}}{d\bar{\gamma}^2} \right|_{\bar{\gamma}=0} = \frac{B [(K_1(r))^2(-1 + \log(2)) - K_2(r)\log(2)]}{\log^2(2)}. \quad (3.14)$$

A inclinação I_0 da curva de eficiência espectral em função de $\frac{E_b}{N_0}$ em bits/s/Hz/(3 dB) é dada por

$$\begin{aligned} I_0 &= -\frac{2 [\dot{C}_{\text{TAS}}(0)]^2}{\ddot{C}_{\text{TAS}}(0)} \\ &= -\frac{2B(K_1(r))^2}{\log^2(2) [(K_1(r))^2(-1 + \log(2)) - K_2(r)(\log(2))]} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Finalmente, a aproximação de primeira ordem para a capacidade do TAS $C_{\text{TAS-1}^{\text{stO}}}$ pode ser escrita da seguinte forma

$$C_{\text{TAS-1}^{\text{stO}}} = I_0 \frac{\frac{E_b}{N_0} - \frac{E_b}{N_{0\text{min}}}}{3 \text{ dB}}, \quad (3.16)$$

onde $\frac{E_b}{N_{0\text{min}}}$ é dado por

$$\frac{E_b}{N_{0\text{min}}} = \frac{\log(2)}{K_1(r)B}. \quad (3.17)$$

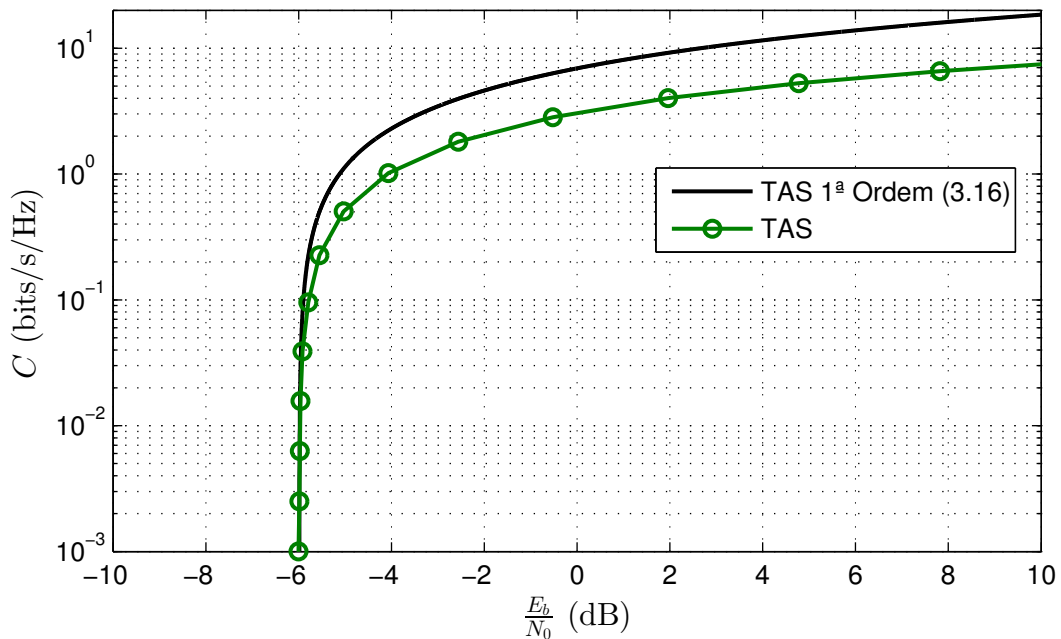


Figura 3.1: Comparação das capacidades exata e aproximada de 1ª ordem para o esquema TAS.

De acordo com a Figura 3.1, pode-se perceber que (3.16) é bastante precisa quando comparada com a capacidade exata do TAS no regime de baixa SNR. Entretanto, a aproximação é muito otimista no regime de alta SNR, como esperado. Vale notar que é no regime de alta SNR que o esquema TAS alcança sua máxima eficiência energética quando um modelo de consumo prático é considerado, como será possível concluir também a partir dos resultados a serem apresentados no Capítulo 4.

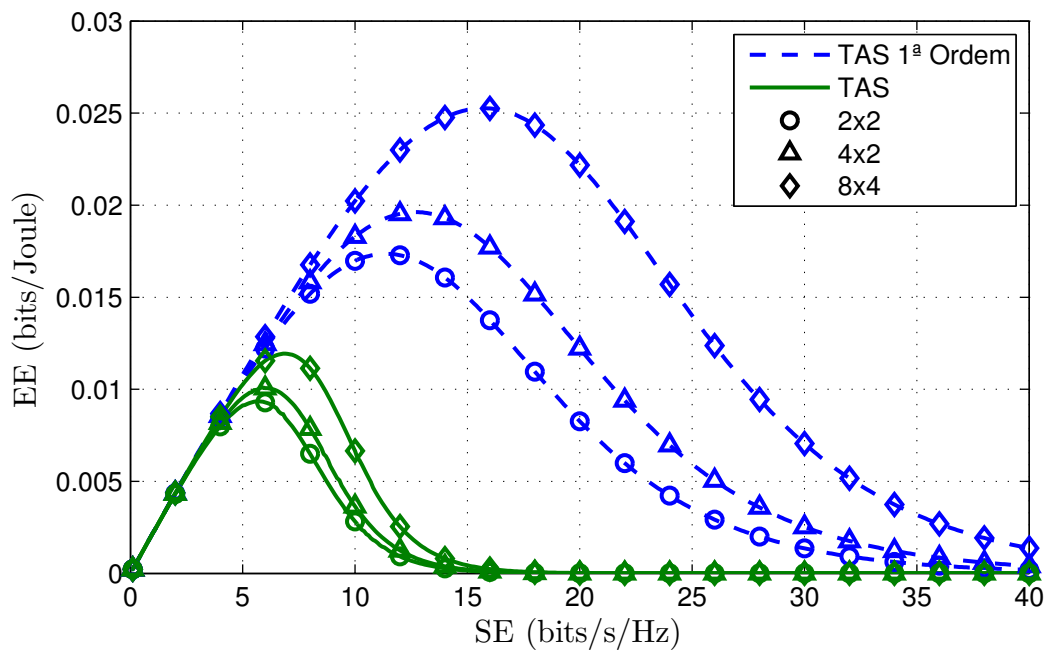


Figura 3.2: Relação EE-SE para TAS ao utilizar-se uma aproximação de primeira ordem para a capacidade, com diversos valores de antenas transmissoras e receptoras, considerando um PCM realista.

Além disso, nas Figuras 3.2 e 3.3 o impacto de se utilizar a aproximação de primeira ordem para a capacidade do TAS no cálculo da relação eficiência energética-eficiência espectral é investigado, tanto quando um PCM prático é considerado, como quando um PCM ideal é utilizado. Na Figura 3.2 a relação eficiência energética-eficiência espectral para TAS considerando diversos valores de antenas transmissoras e receptoras é analisada, utilizando tanto a capacidade exata do TAS (obtidas por simulações de Monte Carlo), quanto a aproximação de primeira ordem dada acima, em um modelo de consumo realista. Fica claro que a relação de troca EE-SE utilizando a aproximação de primeira ordem não é precisa quando o PCM prático é considerado. Além disso, ao se comparar as Figuras 3.2 e 3.3, percebe-se que, mesmo ao utilizar o valor exato de capacidade invertido numericamente, os comportamentos dos mesmos sistemas em termos da relação eficiência energética-eficiência espectral são completamente distintos sob diferentes modelos de consumo, o que reforça a importância de se utilizar um PCM realista para avaliar um sistema prático. Todavia, se um

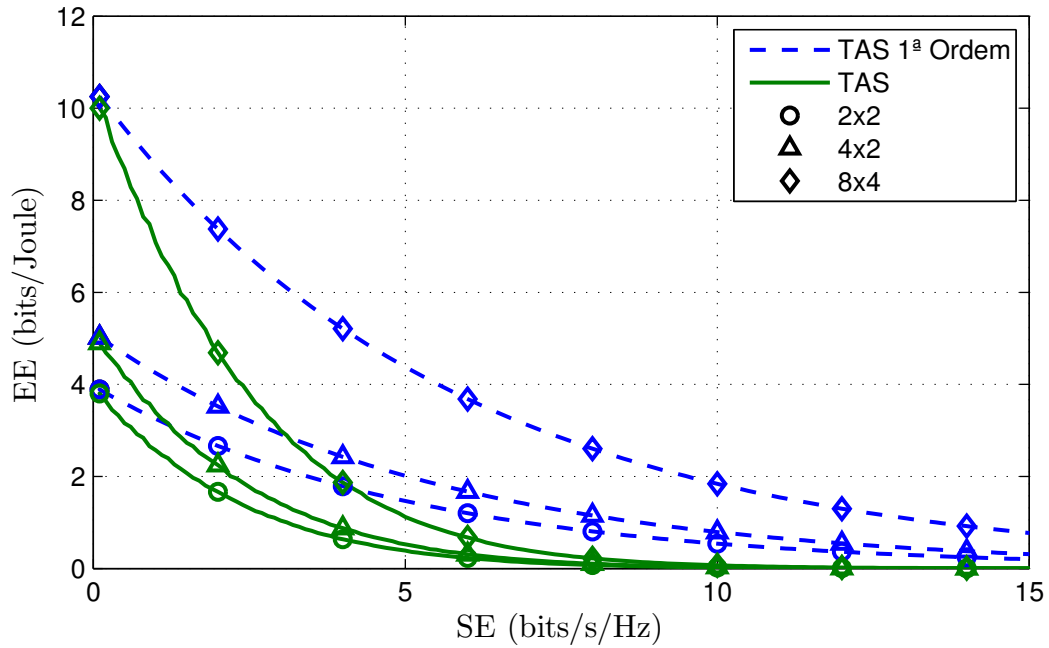


Figura 3.3: Relação EE-SE para TAS ao utilizar-se uma aproximação de primeira ordem para a capacidade, com diversos valores de antenas transmissoras e receptoras, considerando um PCM ideal.

PCM ideal for considerado, a aproximação de primeira ordem para a capacidade passa a ser suficiente para uma análise adequada da relação eficiência energética-eficiência espectral como mostrado na Figura 3.3, já que o ponto máximo da curva EE-SE para a aproximação de primeira ordem e para a capacidade exata são os mesmos.

3.3 OTIMIZAÇÃO DA EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

A expressão que relaciona a eficiência energética com a eficiência espectral é uma importante ferramenta para análise de como um sistema de comunicação se comporta em relação ao consumo de energia à medida em que sua taxa de transmissão é aumentada. Em outras palavras, quanto custa em energia para transmitir cada bit. Seria interessante portanto encontrar a taxa de transmissão ideal de forma que o maior número de bits seja transmitido com uma certa quantidade de energia, ou seja, o maior valor da curva EE-SE em bits/Joule.

Teorema 2. Para um dado número de antenas, a eficiência espectral ótima S_{TAS}^* que maximiza a eficiência energética do esquema TAS é dada por

$$S_{TAS}^* = \left[W \left(e^{-\frac{K_2(r)-K_1(r)^2}{2K_1(r)^2}} - 1 \frac{(P_0 + P_1)P_L K_1(r)}{\Delta_P N_0 B} \right) + 1 \right] \log_2 e, \quad (3.18)$$

onde $W(\cdot)$ corresponde ao valor principal da função Lambert-W (CORLESS et al., 1996).

Prova. Como deseja-se obter o ponto máximo da curva, basta obter a derivada da expressão EE-SE, igualá-la a zero e isolar a eficiência espectral. Portanto, o primeiro passo é calcular a derivada de primeira ordem de (3.10) com relação a \tilde{C}_{TAS} , que é dada por

$$\begin{aligned} \frac{dE_{TAS}}{d\tilde{C}_{TAS}} = & \check{B} \left(\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L K_1(r)} e^{\frac{\tilde{C}_{TAS}}{\check{B}} + \frac{K_2(r) - K_1(r)^2}{2K_1(r)^2}} + P_0 + P_1 \right)^{-2} \\ & \times \left[\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L K_1(r)} (\check{B} - \tilde{C}_{TAS}) e^{\frac{\tilde{C}_{TAS}}{\check{B}} + \frac{K_2(r) - K_1(r)^2}{2K_1(r)^2}} + \check{B}(P_0 + P_1) \right]. \end{aligned} \quad (3.19)$$

Então, fazendo $\frac{dE_{TAS}}{d\tilde{C}_{TAS}} = 0$ e isolando \tilde{C}_{TAS}/B , obtém-se a expressão em forma fechada para a SE ótima que maximiza a eficiência energética, como apresentado em (3.18). ■

A expressão (3.18) pode ser uma importante ferramenta no projeto de sistemas de comunicação sem fio operando no esquema TAS, já que o projetista poderá saber de forma analítica qual o ponto de operação ideal do sistema, dado seu número de antenas transmissoras e receptoras. De forma alternativa, dado um valor de o eficiência espectral, será possível descobrir o número de antenas ótimo de modo a maximizar a eficiência energética.

3.4 GANHO EM EFICIÊNCIA ENERGÉTICA DO ESQUEMA TAS SOBRE MIMO

Para avaliar quando o esquema TAS se sobressai em relação ao MIMO em termos de eficiência energética, utiliza-se a linha de raciocínio de (HELIOT et al., 2012) e define-se ganho em eficiência energética G_{EE} como

$$G_{EE} = \frac{E_{TAS}}{E_{MIMO}}. \quad (3.20)$$

Se um modelo de consumo teórico e ideal for considerado, onde somente a potência de transmissão é levada em consideração, o ganho $G_{EE,Th}$ é calculado da seguinte forma

$$G_{EE,Th} = \frac{P_{MIMO}}{P_{TAS}}. \quad (3.21)$$

As expressões (3.20) e (3.21) podem ser bastante úteis para verificar qual o melhor esquema a se utilizar (MIMO ou TAS), para uma dada configuração de número de antenas e um ponto de operação especificado.

3.5 OTIMIZAÇÃO DO CONSUMO DOS CIRCUITOS

No modelo de consumo linear duplo, P_0 é a parte do consumo dos circuitos que cresce linearmente com o número de antenas ativas enquanto P_1 permanece fixa com a variação de \hat{t} . Obviamente que se houver minimização da razão P_0/P_1 , o consumo de energia em geral é reduzido, e por consequência a eficiência energética é maximizada. Entretanto, é necessário reforçar que esta razão é altamente dependente do projeto do *hardware*, tamanho dos nós da rede, necessidade de resfriamento e projeto do amplificador de potência, e só pode ser variada se estes aspectos forem reprojatados. Ainda, vale mencionar que, apesar de alterar esta razão não ser uma tarefa trivial em um sistema prático, esta análise pode ser valiosa como uma diretriz de projeto para especificar metas desejáveis aos projetistas de *hardware*.

3.6 EFEITO DA CORRELAÇÃO NO RECEPTOR PARA TAS

Na prática, canais MIMO são frequentemente correlacionados, já que existem limitações de espaço entre as antenas, e também restrições no espaçamento angular tanto no transmissor, como no receptor. No entanto, em cenários de comunicação móveis realistas, estas limitações são comumente mais latentes nos usuários móveis (SMITH et al., 2003), devido a restrições de tamanho. Portanto, irá se avaliar na sequência deste trabalho o impacto da correlação entre as antenas de recepção no desempenho do esquema TAS.

Recorrendo ao conhecido modelo de Kronecker para correlação, é possível escrever a matriz de canal da seguinte maneira (JIANG et al., 2013)

$$\mathbf{H} = \begin{cases} \mathbf{\Phi}^{1/2} \mathbf{G} & t \geq r \\ \mathbf{G} \mathbf{\Phi}^{1/2} & t < r' \end{cases} \quad (3.22)$$

onde $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{r \times t}$ é composta por variáveis aleatórias Gaussianas complexas i.i.d., com média zero e variância unitária, e $\mathbf{\Phi}$ representa a matriz de correlação. Como a correlação espacial é considerada somente no receptor devido às restrições de tamanho, um número maior de antenas estará alocado no transmissor ($t \geq r$) e $\mathbf{H} = \mathbf{\Phi}^{1/2} \mathbf{G}$.

Para representar o efeito da semi-correlação espacial, considera-se que a matriz de correlação $\mathbf{\Phi}$ é gerada de acordo com o modelo de correlação exponencial, de (TURIN, 1962)

$$\Phi_{i,j} = \begin{cases} \phi^{j-i} & i \leq j \\ (\phi^*)^{i-j} & j < i \end{cases} \quad |\phi| \leq 1, \quad (3.23)$$

onde ϕ é o coeficiente de correlação.

Como a capacidade do esquema TAS é dada por $C_{\text{TAS}} = \mathbb{E}[B \log_2(1 + \gamma_{\Sigma})]$, a correlação afeta a capacidade pela alteração da distribuição de γ_{Σ} em (3.1). Quando os canais são descorrelacionados, $|h_{j,i}|^2$ são variáveis aleatórias i.i.d. com distribuição exponencial e $\mathbb{E}[|h_{j,i}|^2] = 1$. Alternativamente, os coeficientes $|h_{j,i}|^2$ podem ser representados como variáveis aleatórias Gamma(k, θ), com parâmetro de forma $k = 1$ e de escala $\theta = \bar{\gamma}$. Entretanto, devido à correlação, os coeficientes $|h_{j,i}|^2$ não são mais variáveis aleatórias i.i.d., e cada uma possui distribuição Gamma($\lambda_j, \bar{\gamma}$), de forma que $\mathbb{E}[|h_{j,i}|^2] = \lambda_j$, onde λ_j corresponde ao j -ésimo autovalor da matriz de correlação no receptor (MUN et al., 1999), e $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_r$.

Ainda, seguindo o procedimento descrito em (SANTOS FILHO; YACOUB, 2004), é possível aproximar uma soma de variáveis aleatórias Gamma independentes mas não identicamente distribuídas (i.n.i.d.) Θ por uma única variável aleatória Gamma, Gamma($\kappa, \frac{\Omega}{\kappa}$), cujos parâmetros Ω e κ são

$$\begin{aligned} \Omega &= \mathbb{E}[\Theta], \\ \kappa &= \frac{\Omega^2}{\mathbb{E}[\Theta^2] - \Omega^2}. \end{aligned} \quad (3.24)$$

Portanto, tem-se o seguinte resultado para a capacidade do esquema TAS semi-correlacionado.

Lema 2. A capacidade do esquema TAS com correlação no receptor $C_{\text{TAS,Corr}}$ pode ser aproximada por $\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}$, como segue

$$\begin{aligned} C_{\text{TAS,Corr}} &\approx \tilde{C}_{\text{TAS,Corr}} \\ &= \check{B} \left[\log(\mu_{\gamma}) - \frac{\sigma_{\gamma}^2}{2\mu_{\gamma}^2} \right] \\ &= \check{B} \left[\log \left(K_1(\check{\kappa}) \frac{\Omega \bar{\gamma}}{\check{\kappa}} \right) - \frac{K_2(\check{\kappa}) - K_1(\check{\kappa})^2}{2K_1(\check{\kappa})^2} \right], \end{aligned} \quad (3.25)$$

onde $\check{\kappa} = \lfloor \kappa \rfloor$ é o inteiro menor e mais próximo de κ .

Prova. Apresentada no Apêndice A. ■

Ao se comparar (3.25) com (3.9), é possível notar que as únicas diferenças são:

1. o argumento de $K_1(\cdot)$ e $K_2(\cdot)$ passa a ser $\check{\kappa}$ ao invés de r ;
2. o parâmetro de escala da variável aleatória gamma $\theta = \Omega/\kappa$ aparece multiplicando a SNR média $\bar{\gamma}$.

Tanto $\check{\kappa}$ como $\Omega/\check{\kappa}$ refletem o efeito da correlação no receptor, já que estão diretamente relacionados com os autovalores da matriz de correlação.

3.6.1 RELAÇÃO EE-SE PARA TAS CORRELACIONADO

Teorema 3. A relação de troca EE-SE para o esquema TAS correlacionado pode ser aproximada por

$$E_{\text{TAS,Corr}} \approx \frac{\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}}{\Delta_P \frac{N_0 B \check{\kappa}}{P_L K_1(\check{\kappa}) \Omega} e^{\frac{\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}}{B} + \frac{K_2(\check{\kappa}) - K_1(\check{\kappa})^2}{2K_1(\check{\kappa})^2}} + P_0 + P_1}. \quad (3.26)$$

Prova. Com a obtenção da expressão (3.25), basta encontrar sua inversa com relação a $\tilde{\gamma}$ para posteriormente obter a relação entre eficiência energética e eficiência espectral. De (3.25), basta então isolar a SNR média

$$\tilde{\gamma} = f^{-1}(\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}) = \frac{\check{\kappa}}{K_1(\check{\kappa}) \Omega} e^{\frac{\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}}{B} + \frac{K_2(\check{\kappa}) - K_1(\check{\kappa})^2}{2K_1(\check{\kappa})^2}}. \quad (3.27)$$

A partir de (2.21), a capacidade do esquema TAS Correlacionado em bits/Joule pode ser aproximada como

$$E_{\text{TAS,Corr}} \approx \frac{\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}}{\hat{t} \left(\Delta_P \frac{N_0 B}{P_L} f^{-1}(\tilde{C}_{\text{TAS,Corr}}) + P_0 \right) + P_1}, \quad (3.28)$$

na qual, ao inserir (3.27) e utilizando o fato de que $\hat{t} = 1$ antena ativa no esquema, encontra-se (3.26), concluindo a prova. ■

A expressão em forma fechada para a relação de troca EE-SE apresentada em (3.26) também é útil para fins de reprodutibilidade e para evitar a necessidade de longas simulações de Monte Carlo. Ainda, baseado em tal expressão, é possível novamente obter o valor de eficiência espectral que maximiza a eficiência energética em um cenário em que existe correlação no receptor, o que pode ser mais compatível com situações encontradas na implantação de sistemas de comunicação sem fio reais.

Desta vez, o procedimento é ainda mais simples que o realizado na Seção 3.3, já que (3.25) tem somente ligeiras mudanças com relação a (3.9). Portanto, é possível através de simples associação com (3.18) escrever a expressão que encontra a eficiência espectral ótima $S_{\text{TAS,Corr}}^*$ que maximiza a eficiência energética do esquema TAS correlacionado

$$S_{\text{TAS,Corr}}^* = \left[W \left(e^{-\frac{K_2(\check{\kappa}) - K_1(\check{\kappa})^2}{2K_1(\check{\kappa})^2}} - 1 \frac{(P_0 + P_1) P_L K_1(\check{\kappa}) \Omega}{\Delta_P N_0 B \check{\kappa}} \right) + 1 \right] \log_2 e. \quad (3.29)$$

3.7 COMENTÁRIOS

Neste capítulo, ferramentas para a avaliação da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral para o esquema TAS foram apresentadas, inicialmente encontrando uma expressão aproximada para o TAS, e posteriormente limitando esta aproximação para a região de alta SNR, de forma que fosse possível obter sua função inversa. A motivação principal para essa análise é fundamentada no alto crescimento na demanda por dispositivos de comunicação sem fio, cada vez mais poderosos e portanto maiores consumidores de energia, na contramão da limitação energética que aparelhos móveis possuem, pois são normalmente alimentados por baterias, que não tiveram evolução tecnológica na mesma ordem de grandeza, além de serem produzidas com recursos naturais limitados, que caminham para um esgotamento. Ao mesmo tempo, a demanda por taxas de transmissão mais elevadas segue em elevação e, para que esta não seja totalmente sacrificada em prol da eficiência energética, a análise da relação energética-eficiência espectral se torna fundamental.

Afim de maximizar a eficiência energética para uma dada configuração de antenas, obteve-se uma expressão analítica para o ponto ótimo da relação EE-SE. Esta pode ser uma ferramenta bastante útil no projeto de sistemas de comunicação sem fio, pois fornece ao projetista um valor de eficiência espectral que proporciona máxima eficiência energética para um dado número de antenas transmissoras, ou ainda pode fornecer qual o número de antenas ótimo para uma dada eficiência espectral de modo a maximizar a eficiência energética.

Ferramentas para o cálculo do ganho em eficiência energética ao se utilizar TAS ao invés de MIMO também foram apresentadas, de modo a verificar, para uma dada eficiência espectral e um dado número de antenas, se é vantajoso utilizar TAS ou MIMO.

Verificou-se também que se a relação entre o consumo dos circuitos associados a cada antena transmissora e o consumo dos circuitos que não precisam ser replicados para cada antena transmissora for diminuída, é possível aumentar a eficiência energética do sistema. Embora alterar esta razão não seja uma tarefa simples em um sistema prático, esta análise pode ser útil como uma diretriz de projeto, com o objetivo de alcançar metas de eficiência energética.

Uma expressão aproximada fechada para a capacidade do TAS considerando o efeito da correlação no receptor foi obtida, de forma que fosse possível obter sua função inversa. Desta maneira, foi possível obter a relação EE-SE para o TAS semi-correlacionado, o que será bastante útil na comparação com o cenário sem correlação.

Por fim, por meio de simples associação entre expressões, obteve-se a expressão analítica que encontra o ponto de eficiência espectral que maximiza a eficiência energética para

uma dada configuração de antenas também para o cenário correlacionado. Assim como para o caso descorrelacionado, esta ferramenta poderá auxiliar no projeto de sistemas de comunicação sem fio mais energeticamente eficientes.

4 RESULTADOS NUMÉRICOS

Neste capítulo, alguns resultados numéricos serão apresentados a fim de avaliar a análise anterior. Os parâmetros de sistema considerados são mostrados na Tabela 4.1, e correspondem a uma estação rádio base macro de acordo com (HELIOT et al., 2012), além de $B = N_0 = P_L = 1$, de acordo com (JIANG et al., 2013) e (HELIOT et al., 2012), já que tais considerações não afetam as conclusões gerais a serem obtidas.

Tabela 4.1: Parâmetros do Sistema Considerado

| | | | | | |
|-------|---|------|------------|---------|---|
| N_0 | 1 | W/Hz | P_0 | 0 – 600 | W |
| B | 1 | Hz | P_1 | 225 | W |
| P_L | 1 | | Δ_P | 7,25 | |

Inicialmente, compara-se na Figura 4.1 as expressões aproximadas para a capacidade do esquema TAS com simulações de Monte Carlo. Como é possível notar, os resultados simulados (linha tracejada) são completamente sobrepostos pela aproximação de C_{TAS} dada em (3.3) (linha pontilhada), mostrando muito boa precisão. Isto pode ser notado mais claramente na Figura 4.2. Voltando à Figura 4.1, também é possível notar que a segunda aproximação proposta em (3.9) também é bastante precisa quando a SNR e o número de antenas aumentam (diferentes configurações $t \times r$ de antenas são considerados: 2×2 , 4×2 e 8×4).

Complementarmente, a precisão da aproximação em (3.9) é avaliada em termos da relação EE-SE na Figura 4.3, onde a aproximação para a relação eficiência energética-eficiência espectral está muito próxima da obtida numericamente (linha sólida). Além disso, a Figura 4.3 também apresenta a relação EE-SE para o esquema MRT, obtida através da inversão numérica da expressão da capacidade em (2.29). É possível notar que a relação EE-SE do esquema MRT é consideravelmente menor que a do esquema TAS, o que é um resultado interessante, consequência de se considerar um modelo de consumo realista, *i.e.*, já que o consumo de energia do esquema MRT cresce linearmente com o número de antenas transmissoras (este esquema requer uma cadeia de RF ativa por antena transmissora). No caso do TAS, somente uma cadeia de RF ativa é necessária, diminuindo consideravelmente o consumo de energia.

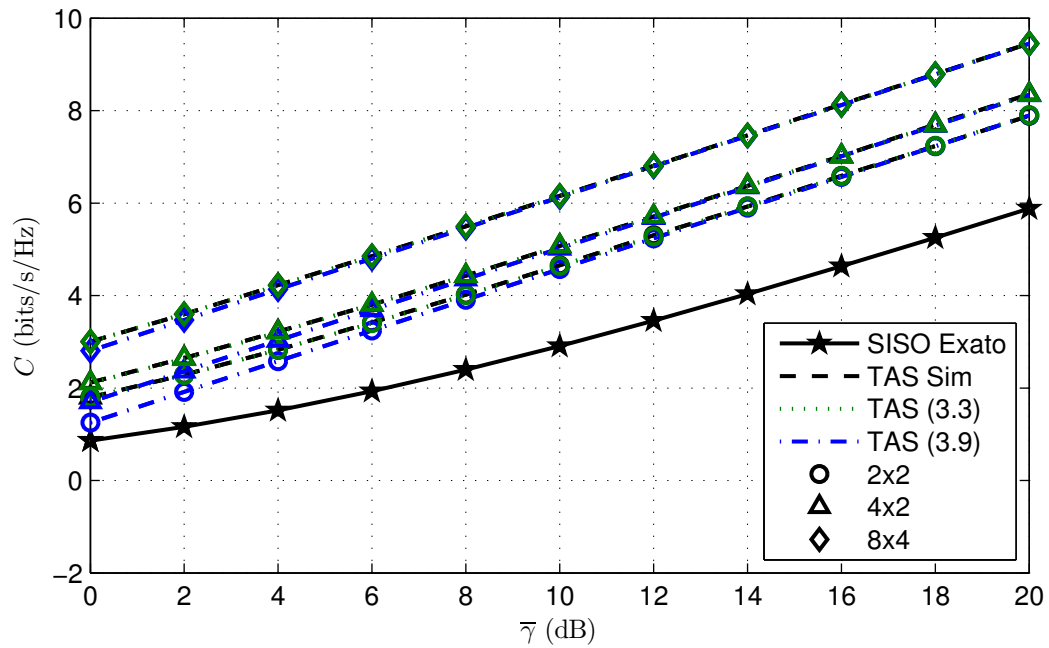


Figura 4.1: Simulação de Monte Carlo (Sim) para a expressão exata da capacidade e a expressão aproximada para a capacidade do TAS, apresentadas em (3.3) e (3.9), em função da SNR média entre transmissor e receptor.

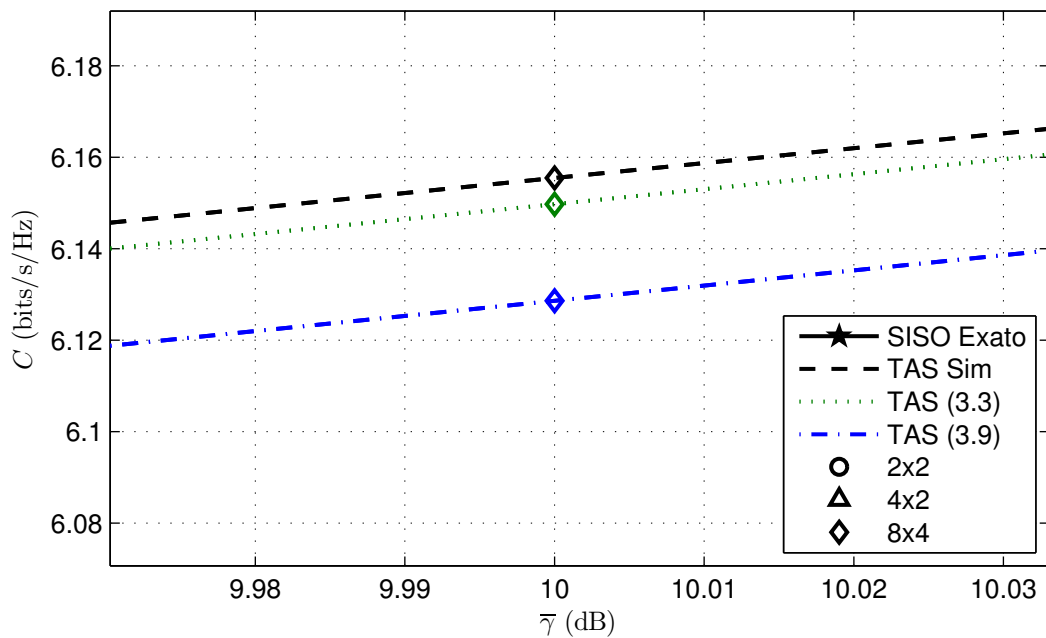


Figura 4.2: Versão ampliada da Figura 4.1.

Ainda, como a capacidade do MRT é somente ligeiramente maior que a do TAS, o último se sobressai notadamente sobre o primeiro em termos de eficiência energética.

Ainda, pode-se pensar que um esquema intermediário com foco na diversidade possa

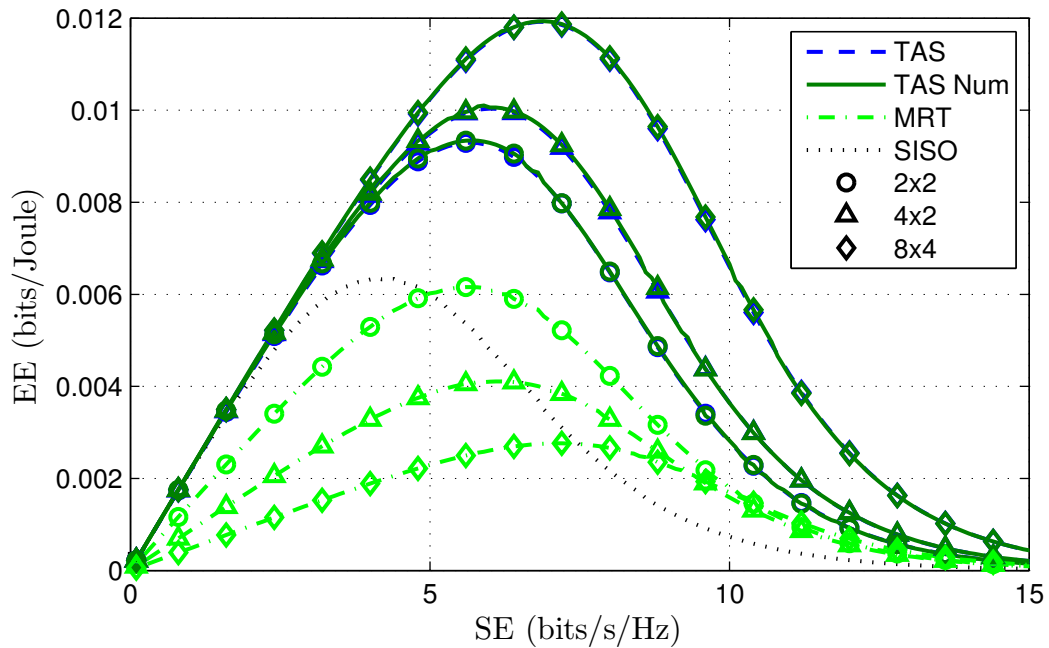


Figura 4.3: Relação de troca EE-SE para SISO, TAS e MRT para diferentes configurações de número de antenas. A aproximação proposta em (3.9) é comparada com resultados numéricos (Num), baseada na inversão numérica das expressões de capacidade exatas.

ser utilizado, explorando somente um subconjunto das antenas transmissoras e podendo ter melhor desempenho que o TAS. Note que a capacidade de tal esquema estaria compreendida entre as capacidades do esquema TAS e MRT, e que o consumo de energia também estaria compreendido entre as capacidades do TAS e do MRT. Para verificar se tal esquema que utiliza um subconjunto das antenas transmissoras disponíveis pode sobrepujar o esquema TAS, considera-se hipoteticamente que tal esquema possui a mesma capacidade do MRT, enquanto o consumo de energia é calculado supondo que somente 2 antenas estejam ativas no transmissor. Deve-se ressaltar que esta consideração é simultaneamente um limitante superior para a capacidade e inferior para o consumo de energia, levando então a um limitante superior para a relação EE-SE. Como pode-se concluir pela Figura 4.4, mesmo um esquema hipotético não é capaz de sobrepujar o TAS para os cenários sob investigação (até 10 antenas transmissoras e 10 antenas receptoras), confirmando a eficiência do esquema TAS.

Na Figura 4.5 a relação de troca EE-SE é apresentada para os esquemas MIMO e TAS². No cenário considerado na Figura 4.5, o esquema MIMO só atinge maior eficiência energética que o TAS no caso 2×2 para $SE > 6,5$ bits/s/Hz. O bom desempenho do esquema TAS é explicado pelo fato de que somente um circuito de RF e um amplificador de potência são ligados de cada vez, já que somente uma antena é utilizada para transmissão. Isto é bastante

²Daqui em diante utilizam-se apenas as expressões aproximadas da capacidade dos esquemas MIMO e TAS, dadas respectivamente por (2.13) e (3.9).

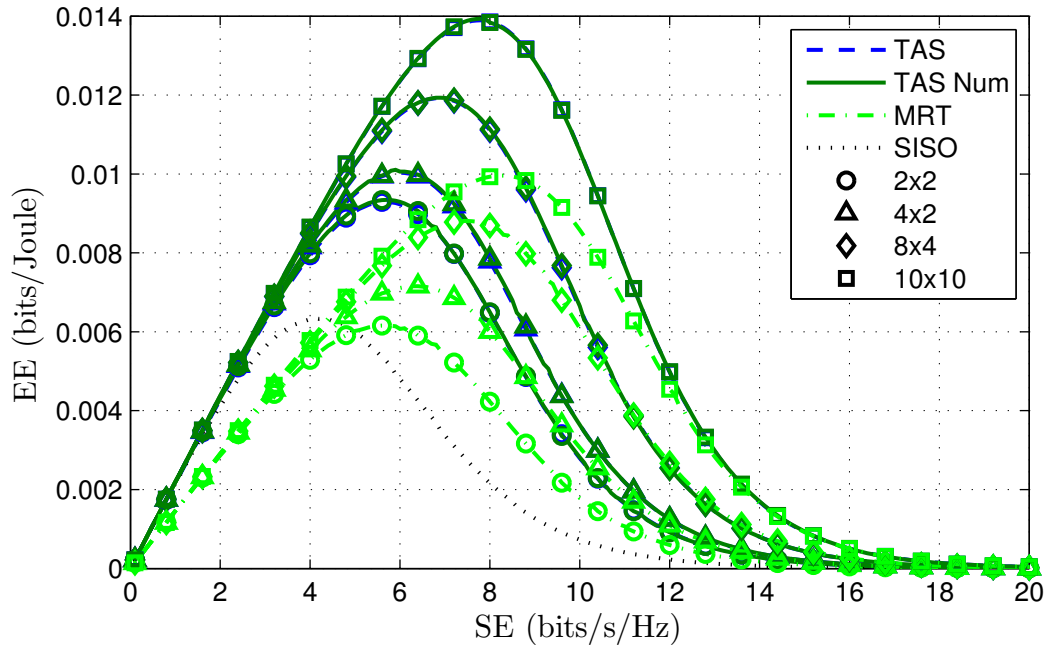


Figura 4.4: Relação de troca EE-SE para SISO, TAS e MRT para diferentes configurações de número de antenas, considerando o consumo de somente 2 antenas transmissoras para o MRT. Mesmo com essa consideração hipotética, TAS continua sendo mais vantajoso.

relevante na região de baixa eficiência espectral, já que usualmente a potência de transmissão é menor, e portanto o consumo fixo de energia devido aos circuitos domina o consumo geral. Além disso, quando o número de antenas transmissoras aumenta, apesar do MIMO atingir capacidade mais alta, o consumo fixo de energia devido aos circuitos de transmissão também aumenta, diminuindo a eficiência energética. Para o TAS, o consumo fixo de energia devido aos circuitos não aumenta com o número de antenas transmissoras, já que somente uma delas está ativa em cada transmissão.

O efeito da eventual correlação no receptor devido a restrições de espaço é mostrado na Figura 4.6, que apresenta a relação de troca EE-SE para os esquemas MIMO e TAS considerando um coeficiente de correlação $\phi = 0,2$. Em geral, conclusões bastante similares podem ser obtidas já que a correlação no receptor diminui a eficiência energética dos dois esquemas³. Além disso, apesar de somente o caso $\phi = 0,2$ ser apresentado, é possível observar que a eficiência energética diminui com ϕ .

A grande maioria dos resultados apresentados nesta tese se refere a um cenário de Estação Rádio Base Macro, de acordo com os parâmetros da Tabela 4.1. Com o objetivo de confirmar que as principais conclusões também são válidas para os casos de ERB Micro e

³A formulação da relação de troca eficiência energética-eficiência espectral para o esquema MIMO semi-correlacionado é apresentada em (JIANG et al., 2013).

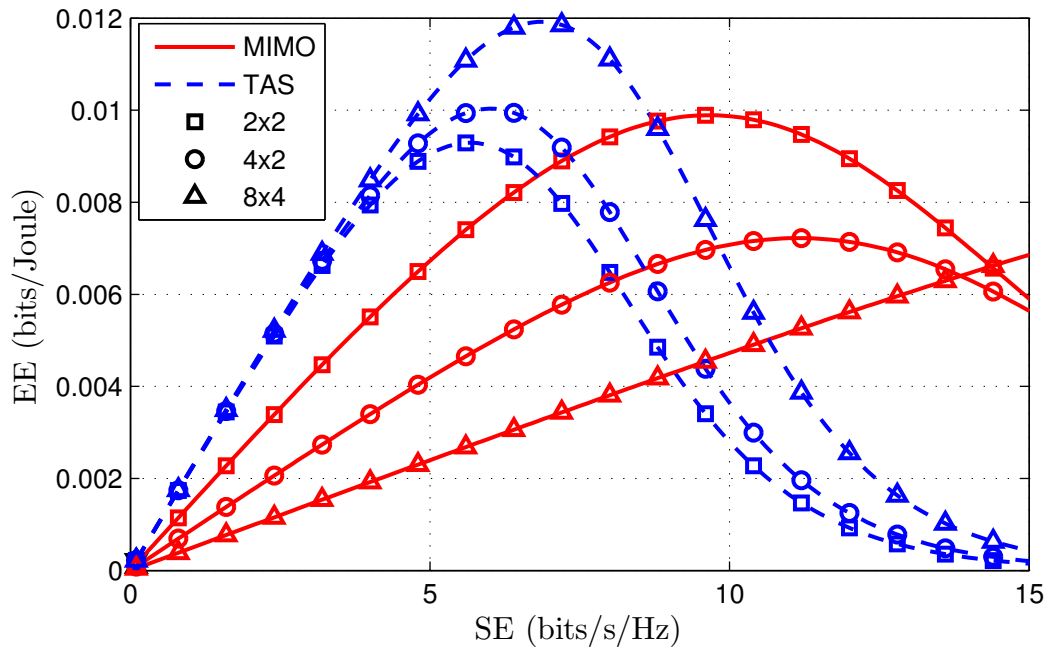


Figura 4.5: EE-SE para os esquemas TAS e MIMO, baseados na potência de transmissão aproximada, para diferentes configurações de número de antenas.

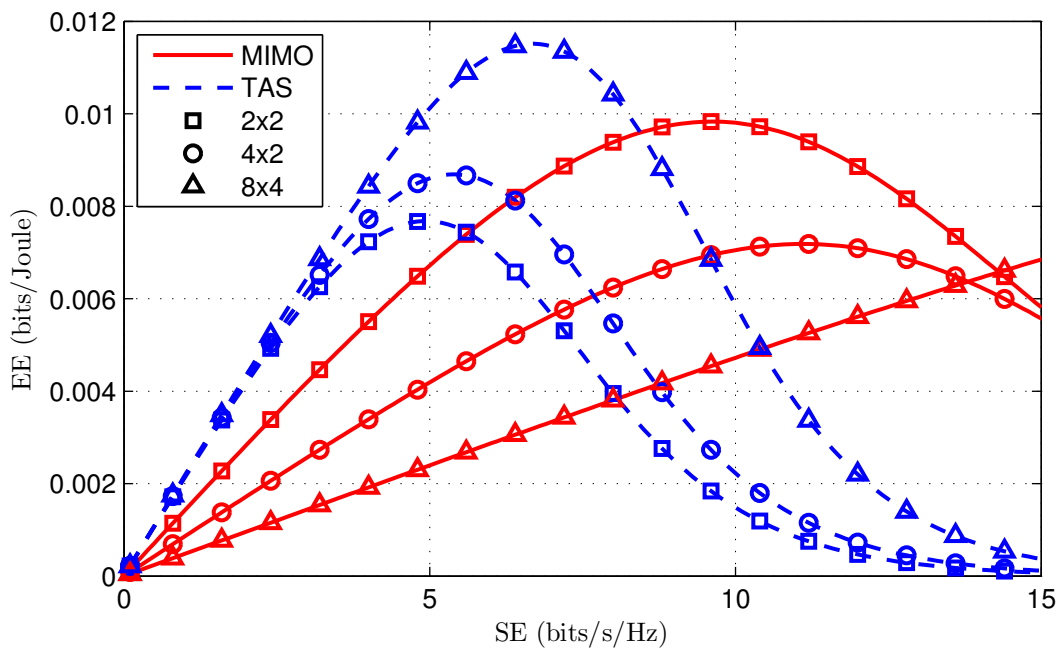


Figura 4.6: Efeito da correlação nas antenas de recepção na eficiência energética dos esquemas TAS e MIMO, baseado na potência de transmissão aproximada, para diferentes configurações de antenas. O coeficiente de correlação considerado é $\phi = 0,2$.

Pico, apresenta-se a seguir as Figuras 4.7 e 4.8 obtidas com os parâmetros da Tabela 4.2, que representam um cenário Micro (HELIOT et al., 2012), e as Figuras 4.9 e 4.10 obtidas com os parâmetros da Tabela 4.3, que representam um cenário Pico (HELIOT et al., 2012).

Tabela 4.2: Parâmetros da ERB Micro

| | | | | | |
|-------|---|------|------------|------|---|
| N_0 | 1 | W/Hz | P_0 | 35 | W |
| B | 1 | Hz | P_1 | 34 | W |
| P_L | 1 | | Δ_P | 3,14 | |

Analisando-se a Figura 4.7, pode-se perceber que a alteração dos parâmetros afeta ligeiramente o formato das curvas, mas não muda a conclusão geral: TAS segue apresentando o melhor desempenho para uma faixa considerável de valores de eficiência espectral, a despeito do cenário ser de uma Estação Rádio Base Micro.

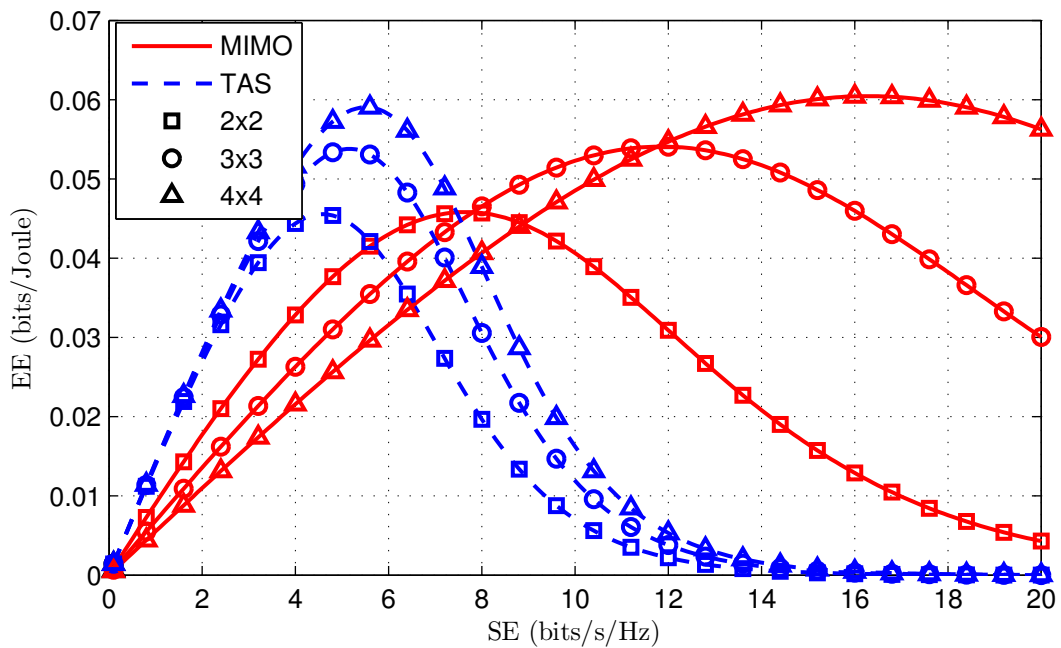


Figura 4.7: EE-SE para os esquemas TAS e MIMO, baseados na potência de transmissão aproximada, para diferentes configurações de número de antenas, considerando os parâmetros de uma ERB Micro.

Na Figura 4.8, apenas fixou-se o número de antenas receptoras em $r = 2$, de forma que a configuração da rede esteja mais próxima de um cenário real, onde o receptor possui uma maior limitação de espaço. As conclusões são as mesmas que as da Figura 4.7, com um ganho ainda maior do esquema TAS sobre MIMO.

Tabela 4.3: Parâmetros da ERB Pico

| | | | | | |
|-------|---|------|------------|-----|---|
| N_0 | 1 | W/Hz | P_0 | 6,1 | W |
| B | 1 | Hz | P_1 | 2,6 | W |
| P_L | 1 | | Δ_P | 4,4 | |

Seguindo para um cenário Pico, apresenta-se a Figura 4.9. Novamente é possível

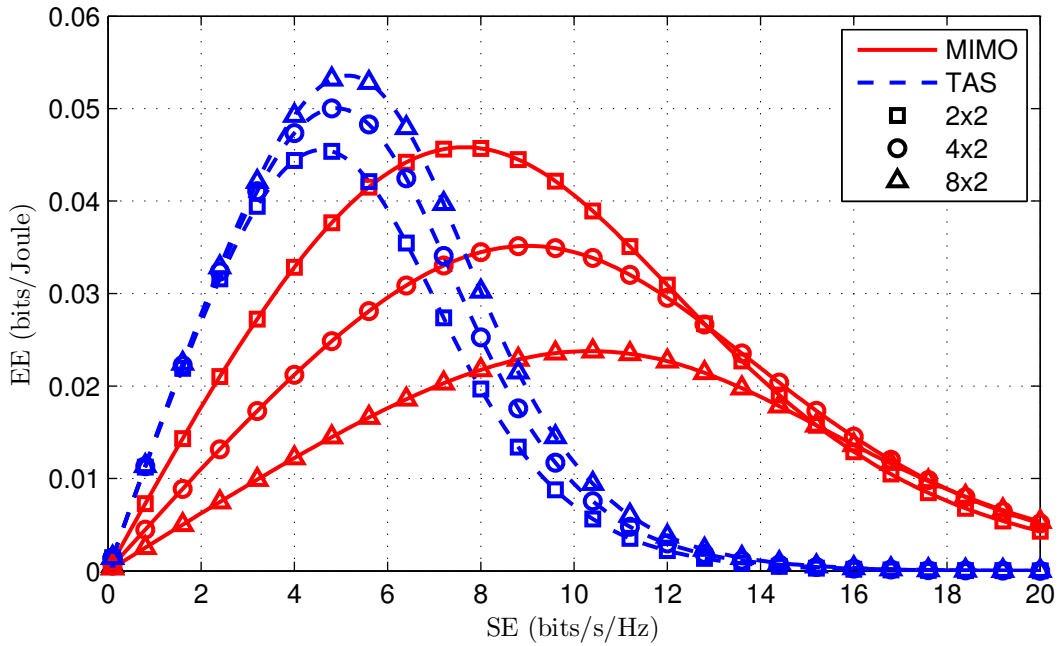


Figura 4.8: EE-SE para os esquemas TAS e MIMO, baseados na potência de transmissão aproximada, para diferentes configurações de número de antenas, considerando os parâmetros de uma ERB Micro, com número de antenas receptoras fixo em $r = 2$.

concluir que a alteração dos parâmetros afeta ligeiramente o formato das curvas, mas segue não mudando a conclusão geral: TAS continua apresentando o melhor desempenho para uma faixa considerável de valores de eficiência espectral, independentemente do cenário ser de uma Estação Rádio Base Pico.

Finalizando a análise do cenário de uma ERB Pico, na Figura 4.10, fixou-se novamente o número de antenas receptoras em $r = 2$, buscando simular uma rede mais compatível com um cenário real. Como esperado, as conclusões são as mesmas que as da Figura 4.9, com um ganho ainda maior do esquema TAS sobre MIMO.

A Figura 4.11 mostra os valores ótimos de eficiência espectral visando maximizar a eficiência energética do TAS, em função de $M = t \times r$. A comparação de S_{TAS}^* obtido analiticamente em (3.18) com dados obtidos numericamente mostra resultados bastante precisos. Portanto, a expressão (3.18) se mostra ser uma ferramenta de projeto útil no caso de uma rede operando com o esquema TAS, já que o número ótimo de antenas que maximiza a eficiência energética pode ser selecionado previamente para uma dada SE. Alternativamente, para um dado número de antenas, também é possível obter de (3.18) o valor de eficiência espectral que maximiza a eficiência energética.

A análise da Figura 4.11 é complementada pela Figura 4.12, mostrando que a máxima eficiência energética atingida pelos esquemas TAS e MIMO ao utilizar-se S_{TAS}^* e S_{MIMO}^* ,

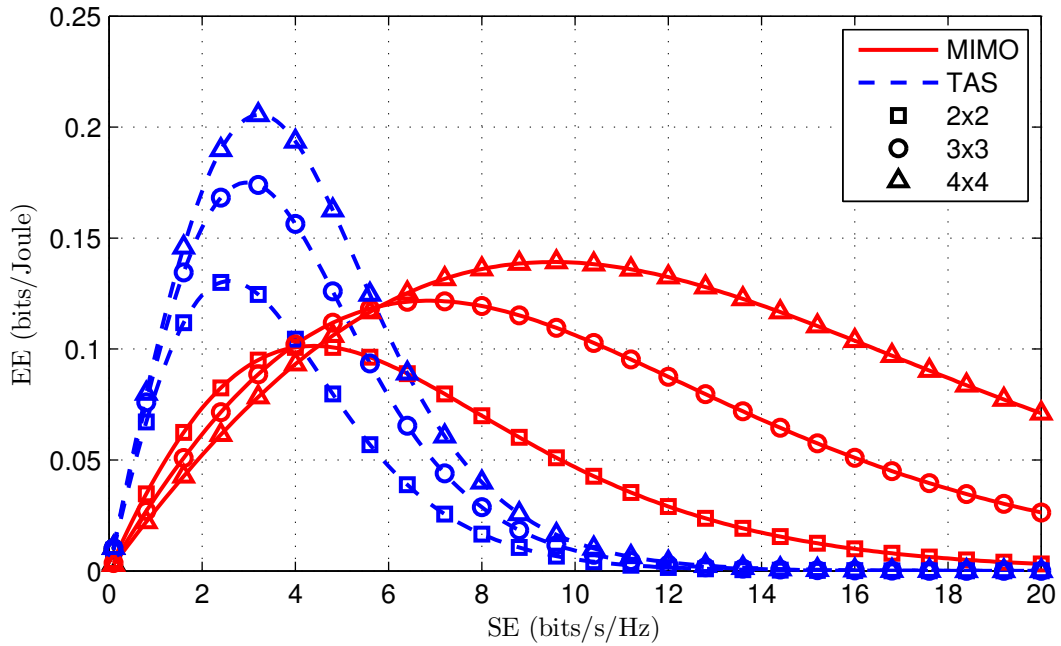


Figura 4.9: EE-SE para os esquemas TAS e MIMO, baseados na potência de transmissão aproximada, para diferentes configurações de número de antenas, considerando os parâmetros de uma ERB Pico.

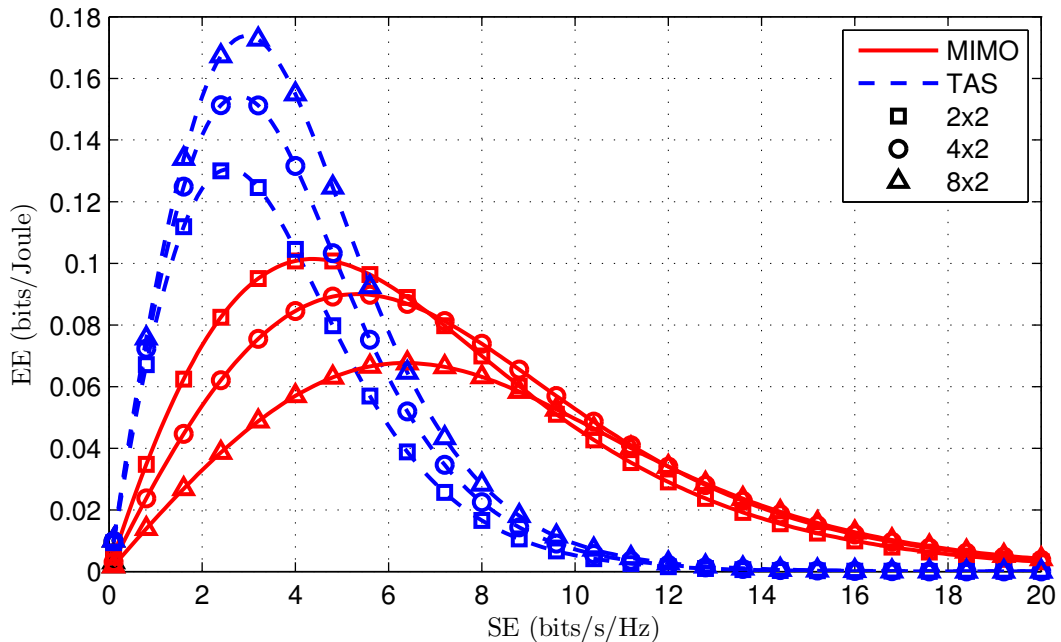


Figura 4.10: EE-SE para os esquemas TAS e MIMO, baseados na potência de transmissão aproximada, para diferentes configurações de número de antenas, considerando os parâmetros de uma ERB Pico, com número de antenas receptoras fixo em $r = 2$.

respectivamente. Esta figura indica que não é possível comparar eficiência espectral ou eficiência energética separadamente para cada esquema. Como pode ser visto na Figura 4.5,

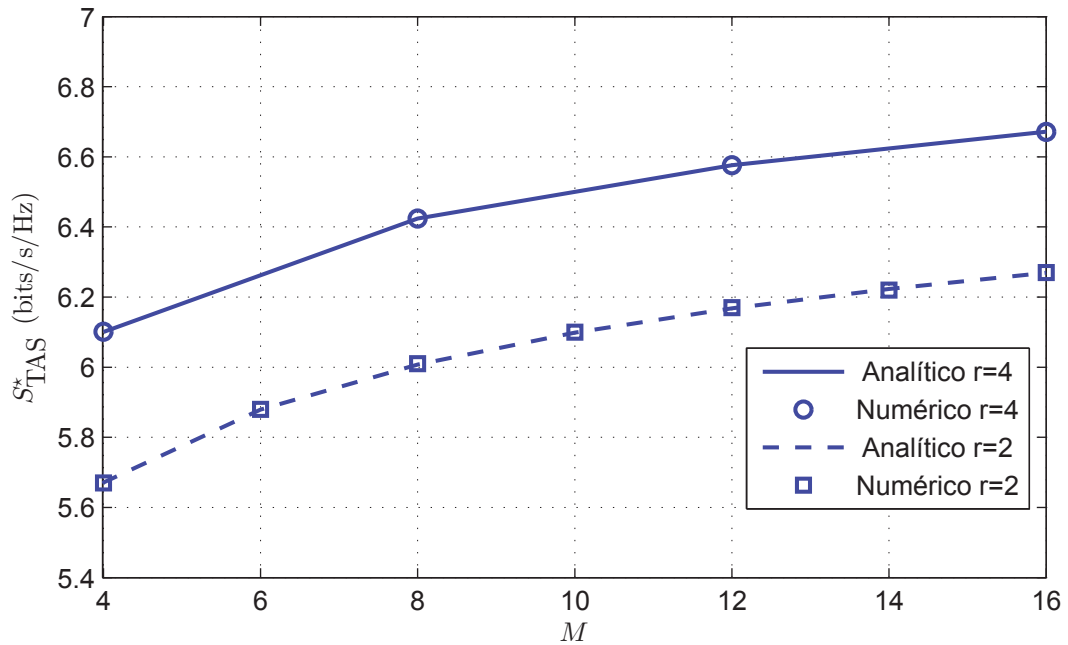


Figura 4.11: Eficiência espectral ótima que maximiza a eficiência energética do esquema TAS, em função do número de antenas $M = t \times r$.

o ponto máximo da curva de EE-SE para MIMO ocorre em pontos de eficiência espectral mais altos que os do esquema TAS. Entretanto, a eficiência energética máxima atingida pelo esquema MIMO é frequentemente muito mais baixa que a do TAS quando t aumenta, para r fixo, já que o MIMO necessita de t cadeias de RF ativas, enquanto o TAS utiliza apenas 1. Como se pode notar na Figura 4.12, MIMO é mais energeticamente eficiente que TAS somente com poucas antenas de transmissão, como no caso $t \leq r$.

O ganho em eficiência energética do esquema TAS sobre MIMO, considerando um modelo de consumo teórico, onde somente a potência de transmissão é levada em consideração, e também considerando o PCM linear duplo, que também contabiliza a energia consumida pelos circuitos, é o foco das próximas comparações. As Figuras 4.13 e 4.14 apresentam $G_{EE,Th}$ (com o PCM teórico ideal na Figura 4.13) e G_{EE} (com o PCM linear duplo na Figura 4.14) para várias configurações de antena em função da SE. Como esperado, o ganho decresce à medida em que a eficiência espectral aumenta em ambos os casos. Contudo, quando se compara as duas figuras, conclusões interessantes podem ser obtidas. Por exemplo, como a energia consumida pelos circuitos domina o consumo total na região de baixa SE, os ganhos na Figura 4.14 são menores que os da Figura 4.13 para esta região. Além disso, também é possível notar que a faixa na qual o esquema TAS supera o esquema MIMO (região em que o ganho é maior que um, indicada pela linha sólida nas Figuras 4.13 e 4.14) é maior quando o PCM linear duplo é considerado.

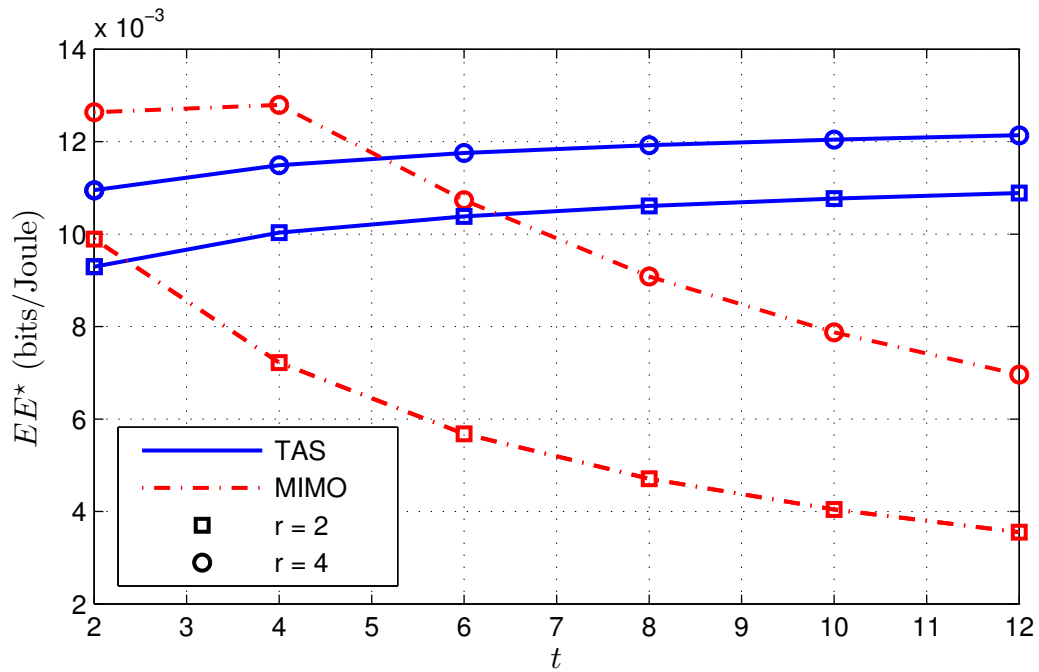


Figura 4.12: Máxima eficiência energética atingida por TAS e MIMO ao utilizar-se a eficiência espectral ótima S_{TAS}^* e S_{MIMO}^* , respectivamente, em função do número de antenas transmissoras.

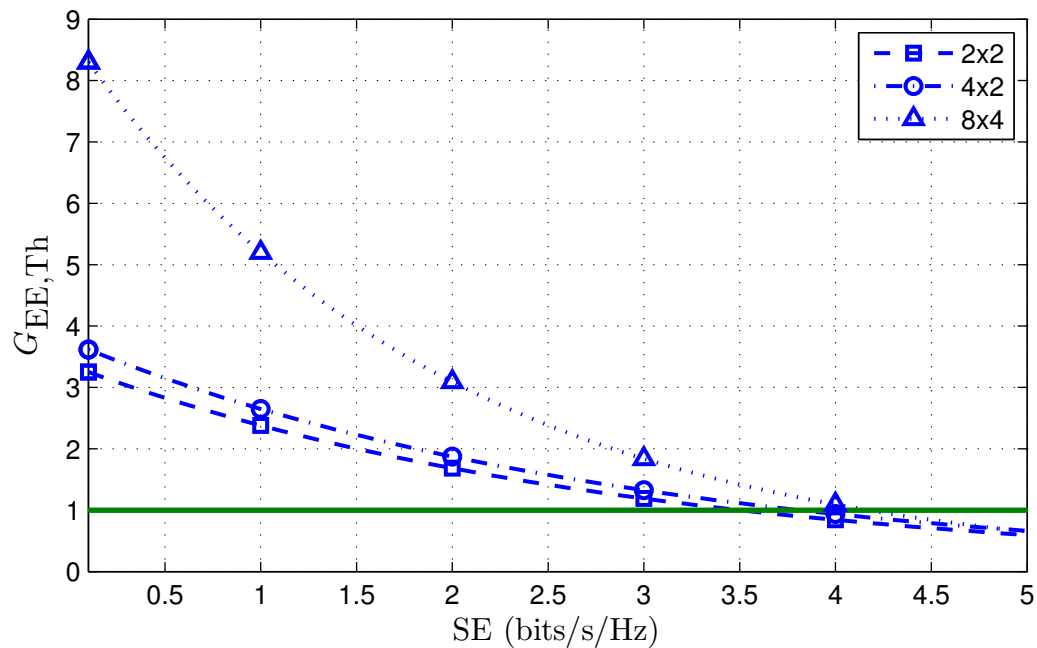


Figura 4.13: Ganho em eficiência energética por utilizar TAS ao invés de MIMO, em função da eficiência espectral, para diversos números de antenas, considerando-se um PCM Teórico.

Em seguida, as Figuras 4.15 e 4.16 também comparam os ganhos em eficiência energética para os PCMs teórico e linear duplo, mas agora em função de M . É possível notar que o esquema TAS supera o MIMO para valores baixos de SE em ambos os casos, independentemente do número de antenas utilizado. À medida que a SE aumenta, algumas

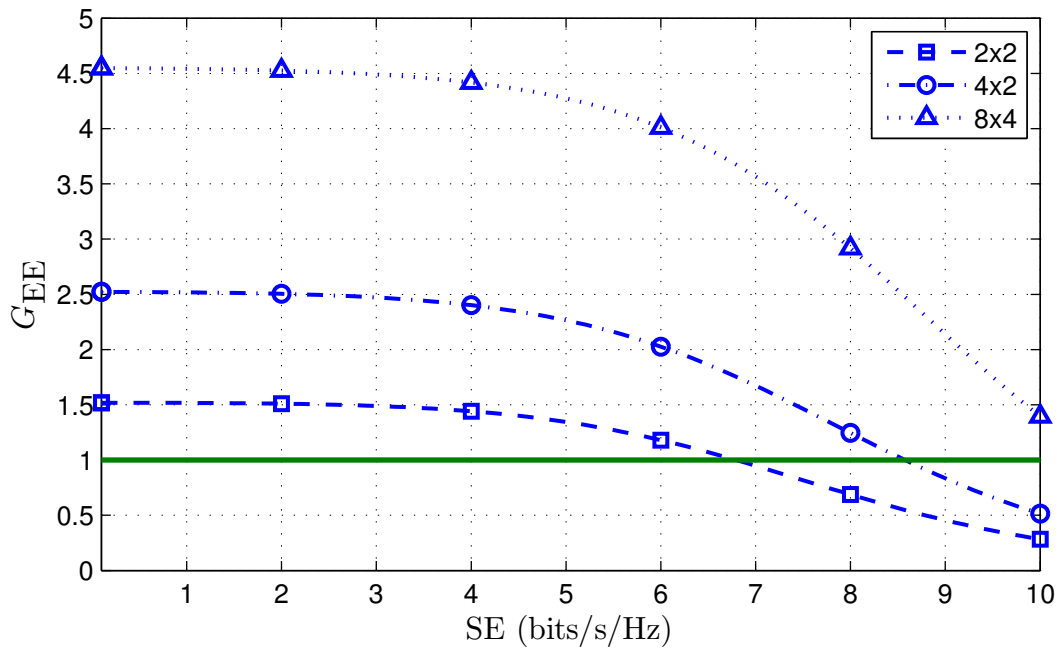


Figura 4.14: Ganho em eficiência energética por utilizar TAS ao invés de MIMO, em função da eficiência espectral, para diversos números de antenas, considerando-se o PCM Linear Duplo.

diferenças podem ser observadas. Por exemplo, quando $C = 9,0$ bits/s/Hz, o TAS é sempre sobrepujado pelo MIMO quando um PCM ideal é considerado (Figura 4.15), enquanto o TAS se torna mais energeticamente eficiente que MIMO se o número de antenas for aumentado ao se considerar o PCM linear duplo (Figura 4.16). Ainda, é possível observar que as conclusões são bastante diferentes ao se comparar as duas figuras. O PCM realista mostra ganhos menores, o que reforça a importância de se considerar um PCM prático, já que as conclusões podem ser consideravelmente alteradas, como mostrado nas Figuras 4.13, 4.14, 4.15 e 4.16.

Finalmente, a Figura 4.17 mostra a eficiência energética em função da razão entre a parte do consumo dos circuitos que cresce linearmente com o número de antenas ativas (P_0) e a que permanece fixa com a variação de \hat{t} (P_1), considerando uma SE fixa de $7,0$ bits/s/Hz. É possível notar que, quando a razão P_0/P_1 aumenta, o MIMO se torna menos atrativo energeticamente que o TAS, já que P_0 não é multiplicado por t em (2.18). Ainda, pela mesma razão, quando o número de antenas cresce, o limiar no qual TAS é mais eficiente energeticamente que MIMO diminui. Neste exemplo, os limiares P_0/P_1 nos quais TAS se torna mais energeticamente eficiente que MIMO são 122%, 29% e 7%, para as configurações 2×2 , 4×2 and 8×4 , respectivamente. Vale ressaltar que esta razão depende do projeto do *hardware*, tamanho dos nós da rede, necessidade de resfriamento e projeto do amplificador de potência, e só pode ser variada se estes aspectos forem reprojatados.

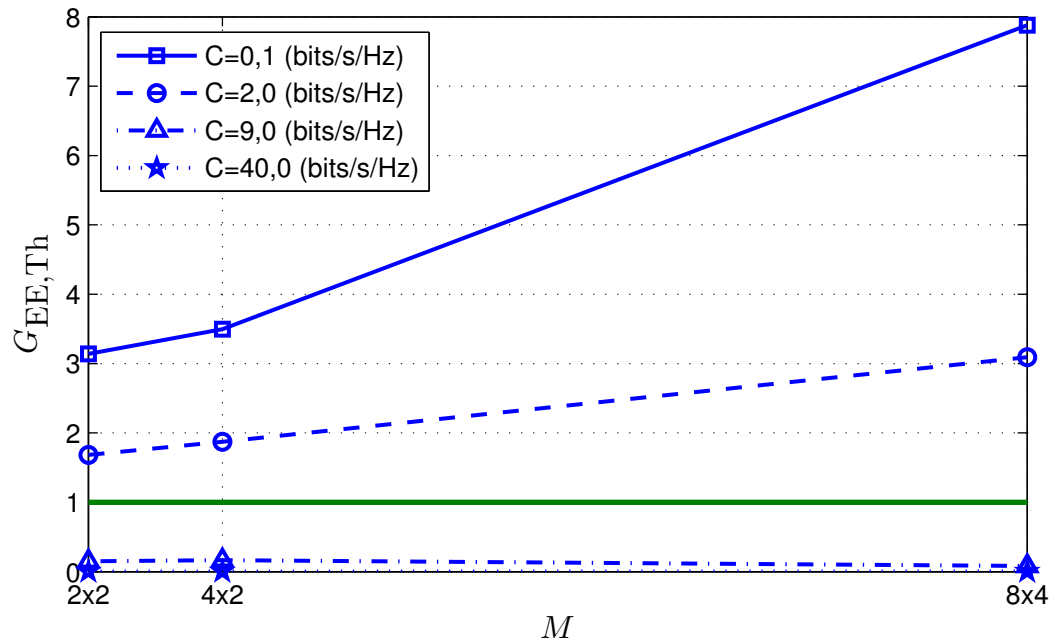


Figura 4.15: Ganho em eficiência energética ao se utilizar TAS ao invés de MIMO em função do número de antenas ($M = t \times r$), para vários valores de SE, considerando-se o PCM Teórico.

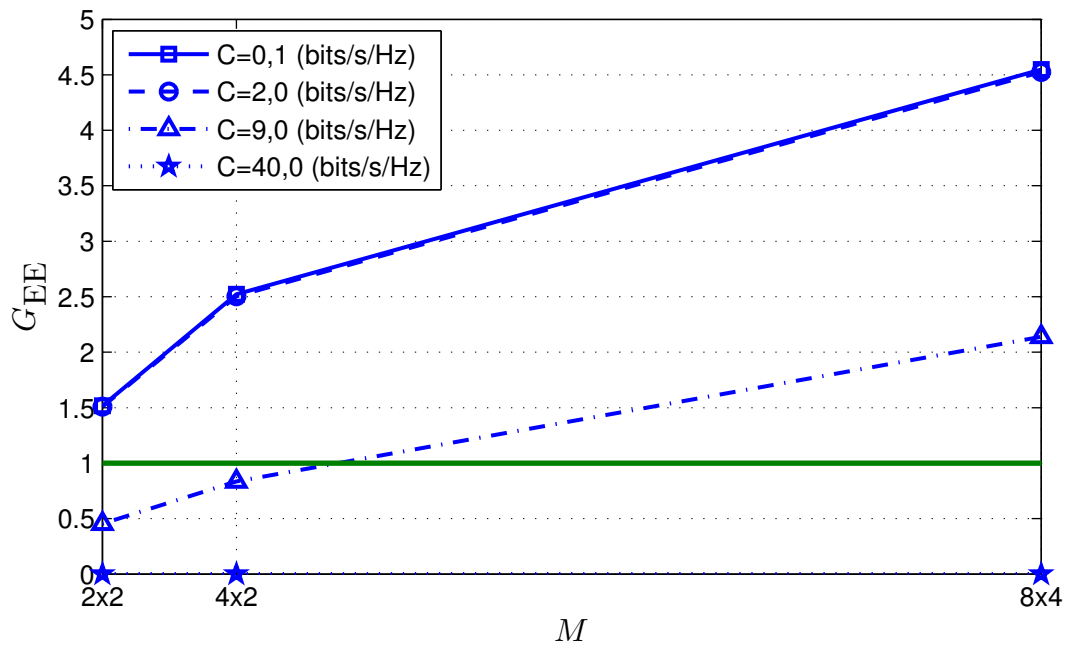


Figura 4.16: Ganho em eficiência energética ao se utilizar TAS ao invés de MIMO em função do número de antenas ($M = t \times r$), para vários valores de SE, considerando-se o PCM Linear Duplo.

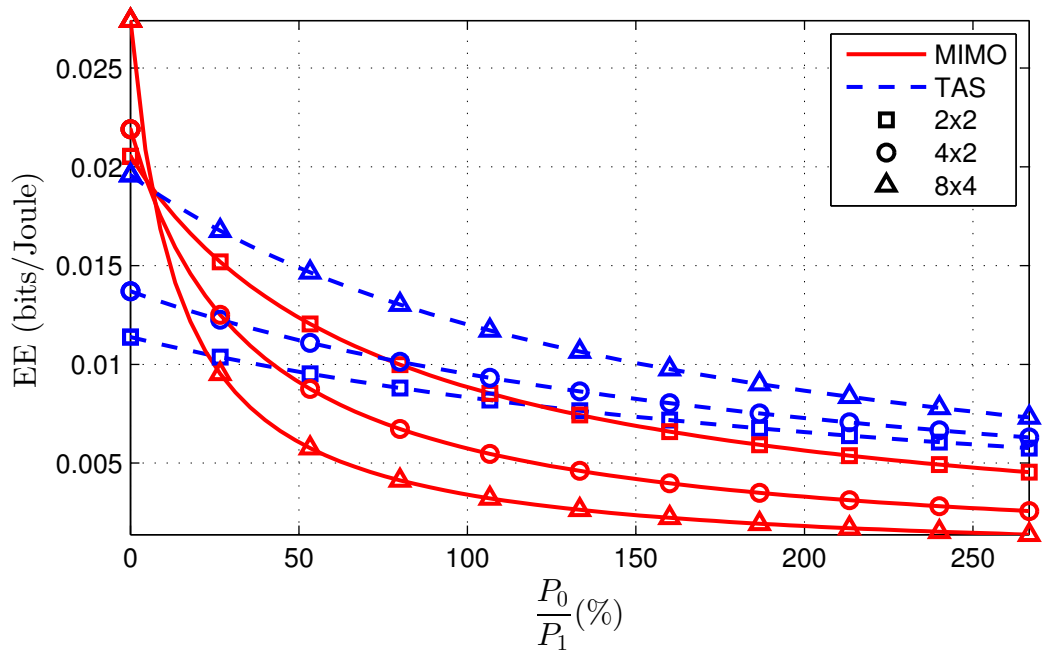


Figura 4.17: Eficiência energética para os esquemas TAS e MIMO, em função da razão entre a parte da energia adicional que cresce linearmente com o número de antenas e a parte que se mantém fixa, para um valor de eficiência espectral $SE = 7,0$ bits/s/Hz.

5 COMENTÁRIOS FINAIS

O trabalho realizado nesta tese avalia eficiência energética em função da eficiência espectral de esquemas de comunicação sem fio com múltiplas antenas. Um dos pontos fundamentais que diferenciam a análise desenvolvida é que se considera um modelo de consumo realista, ao invés de considerar um modelo de consumo ideal, onde apenas a potência utilizada para transmissão do sinal é levada em conta, como é o caso dos primeiros trabalhos que realizaram a comparação eficiência energética-eficiência espectral. A principal motivação para este tipo de avaliação se deve ao fato de que a cada dia aumenta a demanda por dispositivos móveis de comunicação sem fio, cada vez mais poderosos e portanto maiores consumidores de energia, na contramão da tendência mundial de economia de energia. Além disto, existe grande limitação energética neste tipo de aparelhos, pois são normalmente alimentados por baterias, que por sua vez são produzidas com recursos naturais limitados, que caminham para um esgotamento. Ao mesmo tempo, cada vez mais os usuários destes dispositivos esperam maiores taxas de transmissão, e para que esta não seja totalmente sacrificada em prol da eficiência energética, a análise da relação eficiência energética-eficiência espectral se torna fundamental.

No entanto, considerar um modelo de consumo realista também contribuiu para demonstrar que aproximações de 1ª ordem para a capacidade de esquemas de comunicação sem fio não são adequadas neste cenário. Isto ocorre porque o ponto de eficiência energética máximo não ocorre no regime de baixa SNR quando se considera um PCM realista, e portanto a aproximação de 1ª ordem não é precisa o suficiente neste ponto. Porém, se a análise for baseada em um modelo de consumo ideal, a aproximação de 1ª ordem é suficiente, já que o ponto de máxima eficiência energética ocorre na região de eficiência espectral quase nula, e portanto na região de baixa SNR. Uma comparação da relação EE-SE considerando a aproximação de 1ª ordem e a capacidade exata simulada via Monte Carlo foi realizada, e confirmou que o ponto de máxima eficiência energética é o mesmo para ambas, apesar da relação EE-SE passar a diferir bastante à medida em que a eficiência espectral cresce, já que a aproximação de 1ª ordem é bastante otimista para o regime de alta SNR.

Seguindo com o objetivo de maximizar a eficiência energética sem prejudicar as taxas de transmissão de dados, a eficiência espectral ótima que maximiza a eficiência energética para o esquema TAS foi obtida em expressão analítica fechada, e posteriormente confirmada por resultados numéricos. Os resultados deste trabalho mostraram que, em geral, o esquema TAS é mais eficiente energeticamente que o MRT, e também pode ser mais eficiente que MIMO em vários cenários, especialmente na região de baixa eficiência espectral. Tal vantagem aumenta com o número de antenas transmissoras, já que para o TAS o consumo dos circuitos RF permanece fixo com o aumento do número de antenas no transmissor, o que não ocorre no MIMO nem no MRT. Além disso, devido ao fato de que muitas redes são compostas por receptores com limitação de complexidade/custo/dimensões físicas, aumentar o número de antenas no transmissor pode ser mais palpável na prática.

Também se demonstrou que o ganho em eficiência energética do esquema TAS sobre MIMO aumenta quando o número de antenas receptoras é menor, o que pode ser um cenário mais factível na prática, pelo fato das limitações dos dispositivos receptores já mencionadas. Este ganho também aumenta com o número de antenas transmissoras, como já mencionado, e com a diminuição da eficiência espectral, já que a desvantagem do TAS em relação ao MIMO é justamente a multiplexação espacial. Portanto, quanto maior o número de antenas presentes em uma Estação Rádio Base, por exemplo, maior será o ganho do TAS sobre MIMO se o ponto de operação for de baixa eficiência espectral.

A influência da correlação espacial no receptor, que ocorre quando o espaçamento das antenas não é suficiente, ou mesmo o espaçamento angular é limitado, foi investigada. Foi possível obter expressões exata e aproximada para a capacidade do TAS correlacionado, sendo que a última é analiticamente inversível e possibilitou encontrar a expressão da relação EE-SE do TAS correlacionado. Foi possível verificar que a correlação diminui o desempenho do TAS, mas não o suficiente para torná-lo menos eficiente que MIMO para uma larga faixa de valores de eficiência espectral, já que ambos são afetados pela diminuição na independência entre os sinais que chegam às diferentes antenas receptoras.

A análise realizada neste trabalho também sugere que, se a razão entre a parte da energia adicional consumida que cresce linearmente com o número de antenas e a parte que se mantém fixa aumenta, o esquema MIMO se torna menos eficiente energeticamente que o TAS, já que a energia adicional consumida pelos circuitos não aumenta com o número de antenas para o esquema TAS. Obviamente, se esta relação for diminuída, é possível aumentar a eficiência energética do sistema. Embora alterar esta razão não seja trivial em um sistema real, quando existem metas de eficiência energética, esta análise pode ser útil como uma diretriz de projeto.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

Como trabalhos futuros, pretende-se utilizar a ferramenta para avaliação da relação de troca entre eficiência energética e eficiência espectral em outras configurações de sistemas de transmissão sem fio, como redes cooperativas com codificação de rede (AHLWEDE et al., 2000; SENDONARIS et al., 2003; LANEMAN et al., 2004; XIAO; SKOGLUND, 2010; REBELATTO et al., 2012). Neste tipo de rede, os usuários enviam sua própria informação na fase de difusão, enquanto também recebem a informação dos demais usuários. Na fase de cooperação, os usuários enviam combinações lineares de sua própria informação em conjunto com as informações que conseguiram decodificar dos demais usuários, o que proporciona maior ordem de diversidade (XIAO; SKOGLUND, 2010; REBELATTO et al., 2012), já que cada pacote de informação pode percorrer diversos caminhos. Isto pode aumentar a eficiência espectral destas redes, já que com o aumento da ordem de diversidade, o sistema fica mais robusto com relação ao desvanecimento. No entanto, esta robustez vem com um custo: maior consumo de energia (CUI et al., 2005; QUEK et al., 2007; BRANTE et al., 2011), já que os usuários precisam transmitir também na fase de cooperação, além de precisarem manter seus circuitos de recepção ativos na fase de difusão. Portanto, verificar a relação eficiência energética-eficiência espectral pode produzir mais um indicador na escolha entre redes cooperativas e não-cooperativas, de acordo com a taxa de transmissão alvo, por exemplo.

Em cenários onde o consumo de energia é mais intenso, como em comunicação acústica subaquática em águas rasas por exemplo (SOZER et al., 2000; PROAKIS et al., 2001), a relação eficiência energética-eficiência espectral também poderá produzir importantes conclusões a respeito do ponto de operação mais adequado. Neste tipo de rede, a banda disponível é mais limitada, com grandes atrasos de propagação além dos multipercursos pelos quais a informação trafega serem altamente variáveis, restringindo a eficiência das redes subaquáticas (SOZER et al., 2000; PROAKIS et al., 2001). Alguns protocolos foram propostos a fim de combater as adversidades do canal, visando aumentar a eficiência espectral (STOJANOVIC, 2005) e a eficiência energética (ZORZI et al., 2008), além do desenvolvimento de dispositivos específicos para este tipo de comunicação (FREITAG et al., 2005). Por ser uma tecnologia ainda em início de desenvolvimento, desenvolver expressões para averiguar a relação eficiência energética-eficiência espectral pode proporcionar diretrizes para propostas de futuros protocolos, visando a operação no ponto em que nem o consumo energético, nem a taxa de transmissão sejam prejudicadas em demasia.

O sigilo da comunicação (SHANNON, 1949) também vem se tornando uma grande preocupação em comunicação sem fio, devido à radiodifusão natural do canal, que permite que

usuários intrusos “escutem” o que está sendo transmitido pela rede (WYNER, 1975). Alguns trabalhos propõem a utilização de múltiplas antenas (ALVES et al., 2012; YANG et al., 2013), além de cooperação (LAI; GAMAL, 2008) e codificação de rede (KAIDO et al., 2014) para aumentar a segurança do canal sem fio. A decisão pela utilização de uma destas técnicas para aumentar o sigilo da comunicação pode ser também fundamentada pela relação eficiência energética-eficiência espectral das mesmas, já que a viabilidade energética pode ser conflitante com a taxa de comunicação na qual certo nível de sigilo é garantido.

Os cenários de comunicação sem fio são bastante dependentes da topologia da rede, além do ambiente ao seu redor. Em (CHENG et al., 2007), mostrou-se que o desvanecimento em redes veiculares pode variar de cenários sub-Rayleigh (quando os veículos estão separados por esquinas, por exemplo) até cenários com forte linha de visada. Portanto, avaliar a relação eficiência energética-eficiência espectral de redes sujeitas a outros cenários de desvanecimento, como Nakagami- m (GOLDSMITH, 2005) por exemplo, poderá auxiliar na decisão sobre as técnicas mais adequadas a serem utilizadas para combater o desvanecimento e ao mesmo tempo manter níveis aceitáveis de consumo de energia e de taxa de transmissão.

REFERÊNCIAS

- AHLWEDE, R. et al. Network information flow. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 46, n. 4, p. 1204 – 1216, Jul. 2000.
- ALAMOUTI, S. A simple transmit diversity technique for wireless communications. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 16, n. 8, p. 1451 –1458, Out. 1998. ISSN 0733-8716.
- ALVES, H. et al. Performance of transmit antenna selection physical layer security schemes. **IEEE Signal Process. Lett.**, v. 19, n. 6, p. 372–375, Jun. 2012. ISSN 1070-9908.
- AMORE, P. Asymptotic and exact series representations for the incomplete Gamma function. **Europhys. Lett.**, v. 71, n. 1, p. 1, 2005. Disponível em: <<http://stacks.iop.org/0295-5075/71/i=1/a=001>>.
- ARNOLD, O. et al. Power consumption modeling of different base station types in heterogeneous cellular networks. In: **Future Netw. Mobile Summit (FutureNetw)**. 2010. p. 1–8.
- AUER, G. et al. How much energy is needed to run a wireless network? **IEEE Wireless Commun. Mag.**, v. 18, n. 5, p. 40–49, Out. 2011. ISSN 1536-1284.
- BRANTE, G.; KAKITANI, M. T.; SOUZA, R. D. Energy efficiency analysis of some cooperative and non-cooperative transmission schemes in wireless sensor networks. **IEEE Trans. Commun.**, v. 59, n. 10, p. 2671–2677, Out. 2011. ISSN 0090-6778.
- BRANTE, G. et al. Outage probability and energy efficiency of cooperative MIMO with antenna selection. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 12, n. 11, p. 5896–5907, Nov. 2013.
- CHENG, L. et al. Mobile vehicle-to-vehicle narrow-band channel measurement and characterization of the 5.9 ghz dedicated short range communication (dsrc) frequency band. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 25, n. 8, p. 1501–1516, Out. 2007. ISSN 0733-8716.
- CORLESS, R. M. et al. On the Lambert W function. **Advances in Computational Mathematics**, v. 5, n. 1, p. 329–359, Dez. 1996.
- CUI, S.; GOLDSMITH, A.; BAHAI, A. Energy-constrained modulation optimization. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 4, n. 5, p. 2349 – 2360, Set. 2005.
- FEHSKE, A.; MARSCH, P.; FETTWEIS, G. Bit per joule efficiency of cooperating base stations in cellular networks. In: **IEEE GLOBECOM Workshops**. 2010. p. 1406–1411.
- FREITAG, L. et al. The whoi micro-modem: an acoustic communications and navigation system for multiple platforms. In: **Proc. MTS/IEEE OCEANS 2005**. 2005. p. 1086–1092 Vol. 2.
- GOLDSMITH, A. **Wireless Communications**. Cambridge University Press, 2005.

- GRADSHTEYN, I.; RYZHIK, I. **Table of Integrals, Series, and Products**. 7. ed. Academic Press, 2007.
- HELIOT, F.; IMRAN, M.; TAFAZOLLI, R. On the energy efficiency gain of MIMO communication under various power consumption models. In: **Future Netw. Mobile Summit (FutureNetw)**. 2011. p. 1–9.
- HELIOT, F.; IMRAN, M.; TAFAZOLLI, R. On the energy efficiency-spectral efficiency trade-off over the MIMO Rayleigh fading channel. **IEEE Trans. Commun.**, v. 60, n. 5, p. 1345–1356, Mai. 2012. ISSN 0090-6778.
- HUANG, S. et al. Energy efficiency and spectral-efficiency tradeoff in amplify-and-forward relay networks. **IEEE Trans. Veh. Commun.**, v. 62, n. 9, p. 4366–4378, Nov. 2013. ISSN 0018-9545.
- JIANG, J. et al. On the relation between energy efficiency and spectral efficiency of multiple-antenna systems. **IEEE Trans. Veh. Technol.**, v. 62, n. 7, p. 3463–3469, Set. 2013. ISSN 0018-9545.
- KAIDO, R. et al. Network-coded cooperation for a two-user wiretap channel. In: **Proc. IEEE Int. Conf. Acoust., Speech and Signal Process., ICASSP'14**. 2014. p. 5691–5694.
- KAKITANI, M. T. et al. Energy efficiency of transmit diversity systems under a realistic power consumption model. **IEEE Commun. Lett.**, v. 17, n. 1, p. 119–122, Jan. 2013. ISSN 1089-7798.
- KU, I.; WANG, C.-X.; THOMPSON, J. Spectral-energy efficiency tradeoff in relay-aided cellular networks. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 12, n. 10, p. 4970–4982, Out. 2013. ISSN 1536-1276.
- KWON, H.; BIRDSALL, T. Channel capacity in bits per joule. **IEEE J. Ocean. Eng.**, v. 11, n. 1, p. 97–99, Jan. 1986. ISSN 0364-9059.
- LAI, L.; GAMAL, H. E. The relay-eavesdropper channel: Cooperation for secrecy. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 54, n. 9, p. 4005–4019, Set. 2008. ISSN 0018-9448.
- LANEMAN, J. N.; TSE, D. N. C.; WORNELL, G. W. Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 50, n. 12, p. 3062–3080, Dez. 2004.
- LI, G. et al. Energy-efficient wireless communications: tutorial, survey, and open issues. **IEEE Wireless Commun. Mag.**, v. 18, n. 6, p. 28–35, Dez. 2011. ISSN 1536-1284.
- LI, H.; SONG, L.; DEBBAH, M. Energy efficiency of large-scale multiple antenna systems with transmit antenna selection. **IEEE Trans. Commun.**, v. 62, n. 2, p. 638–647, Fev. 2014. ISSN 0090-6778.
- LO, T. K. Y. Maximum ratio transmission. **IEEE Trans. Commun.**, v. 47, n. 10, p. 1458–1461, Out. 1999. ISSN 0090-6778.
- LOVE, D.; HEATH, R. Necessary and sufficient conditions for full diversity order in correlated rayleigh fading beamforming and combining systems. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 4, n. 1, p. 20–23, Jan. 2005. ISSN 1536-1276.

- LOZANO, A.; TULINO, A.; VERDU, S. Multiple-antenna capacity in the low-power regime. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 49, n. 10, p. 2527–2544, Oct. 2003. ISSN 0018-9448.
- MAAREF, A.; AISSA, S. Closed-form expressions for the outage and ergodic Shannon capacity of MIMO MRC systems. **IEEE Trans. Commun.**, v. 53, n. 7, p. 1092–1095, Jul. 2005. ISSN 0090-6778.
- MAFRA, S. B. et al. Cognitive radio system with a two-user non-binary network-coded cooperative secondary network. In: **Proc. European Signal Process. Conf., EUSIPCO'14**. 2014. p. 845–849.
- MCKAY, M.; COLLINGS, I.; SMITH, P. Capacity and SER analysis of MIMO Beamforming with MRC. In: **Proc. 2006 IEEE Int. Conf. on Commun., ICC'06**. 2006. v. 3, p. 1326–1330. ISSN 8164-9547.
- MUN, C.; KANG, C.-H.; PARK, H.-K. Approximation of SNR statistics for MRC diversity systems in arbitrarily correlated Nakagami fading channels. **Electron. Lett.**, v. 35, n. 4, p. 266–267, Feb. 1999. ISSN 0013-5194.
- ONIRETI, O.; HELIOT, F.; IMRAN, M. On the energy efficiency-spectral efficiency trade-off of distributed MIMO systems. **IEEE Trans. Commun.**, v. 61, n. 9, p. 3741–3753, Sep. 2013. ISSN 0090-6778.
- PAPOULIS, A. **Probability, Random Variables, and Stochastic Processes**. 2nd. ed. New York: McGraw-Hill, 1984.
- PORRAT, D. Information theory of wideband communications. **IEEE Commun. Surveys Tuts.**, v. 9, n. 2, p. 2–16, 2007. ISSN 1553-877X.
- PROAKIS, J. et al. Shallow water acoustic networks. **IEEE Commun. Mag.**, v. 39, n. 11, p. 114–119, Nov. 2001. ISSN 0163-6804.
- QUEK, T.; DARDARI, D.; WIN, M. Energy efficiency of dense wireless sensor networks: to cooperate or not to cooperate. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 25, n. 2, p. 459 – 470, Sep. 2007.
- RAGHAVAN, V.; HARIHARAN, G.; SAYEED, A. Capacity of sparse multipath channels in the ultra-wideband regime. **IEEE J. Sel. Topics Signal Process.**, v. 1, n. 3, p. 357–371, Oct. 2007. ISSN 1932-4553.
- RAGHAVAN, V.; VEERAVALLI, V.; HEATH, R. Reduced rank signaling in spatially correlated mimo channels. In: **Proc. IEEE Int. Symp. Inform. Theory, ISIT'07**. 2007. p. 1081–1085.
- RAYEL, O. K. et al. Energy Efficiency-Spectral Efficiency Trade-off of Transmit Antenna Selection. **IEEE Trans. Commun.**, v. 62, n. 12, p. 4293–4303, Dec. 2014. ISSN 0090-6778.
- RAYEL, O. K. et al. Network Coding for Cooperative MIMO Vehicular Ad-Hoc Networks. In: **Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., VTC Fall'2013**. 2013b. p. 1–5. ISSN 1090-3038.
- RAYEL, O. K. et al. Energy efficiency of Network Coded Cooperative Communications in Nakagami- m fading. **IEEE Signal Process. Lett.**, v. 20, n. 10, p. 960–963, Oct. 2013c. ISSN 1070-9908.

- RAYEL, O. K. et al. Cooperação com codificação de rede aplicada a redes veiculares MIMO com enlaces assimétricos. In: **Anais do XXXI Simp. Bras. de Telecom., SBrT'13**. Fortaleza, Brazil, 2013a.
- REBELATTO, J. L. et al. Multi-user cooperative diversity through network coding based on classical coding theory. **IEEE Trans. Signal Process.**, v. 60, n. 2, p. 916–926, Fev. 2012.
- RODOPLU, V.; MENG, T. Bits-per-joule capacity of energy-limited wireless networks. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 6, n. 3, p. 857–865, Mar. 2007. ISSN 1536-1276.
- SANAYEI, S.; NOSRATINIA, A. Antenna selection in mimo systems. **IEEE Commun. Mag.**, v. 42, n. 10, p. 68–73, Out. 2004. ISSN 0163-6804.
- SANTOS FILHO, J. C. S.; YACOUB, M. D. Nakagami- m approximation to the sum of M non-identical independent Nakagami- m variates. **Electron. Lett.**, v. 40, n. 15, p. 951–952, Jul. 2004. ISSN 0013-5194.
- SENDONARIS, A.; ERKIP, E.; AAZHANG, B. User cooperation diversity: Part I and Part II. **IEEE Trans. Commun.**, v. 51, n. 11, p. 1927–1948, Nov. 2003.
- SHANNON, C. A mathematical theory of communication. **Bell Syst. Tech. J.**, v. 27, p. 379–423 e 623–656, Jul. 1948. ISSN 0005-8580.
- SHANNON, C. Communication theory of secrecy systems. **Bell Syst. Tech. J.**, v. 28, n. 4, p. 656–715, Out. 1949. ISSN 0005-8580.
- SIMON, M. K.; ALOUINI, M. S. **Digital Communication over Fading Channels**. Wiley Interscience, 2004.
- SMITH, P.; ROY, S.; SHAFI, M. Capacity of MIMO systems with semicorrelated flat fading. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 49, n. 10, p. 2781–2788, Out. 2003. ISSN 0018-9448.
- SOZER, E.; STOJANOVIC, M.; PROAKIS, J. Underwater acoustic networks. **IEEE J. Ocean. Eng.**, v. 25, n. 1, p. 72–83, Jan. 2000. ISSN 0364-9059.
- STOJANOVIC, M. Optimization of a data link protocol for an underwater acoustic channel. In: **Oceans 2005 - Europe**. 2005. v. 1, p. 68–73 Vol. 1.
- TAROKH, V.; SESHADRI, N.; CALDERBANK, A. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 44, n. 2, p. 744–765, Mar. 1998. ISSN 0018-9448.
- TELATAR, E. Capacity of multi-antenna gaussian channels. **Eur. Trans. Telecommun.**, v. 10, n. 6, p. 585–595, 1999. ISSN 1541-8251.
- TURIN, G. On optimal diversity reception, ii. **IRE Trans. Commun. Syst.**, v. 10, n. 1, p. 22–31, Mar. 1962. ISSN 0096-2244.
- VERDU, S. Spectral efficiency in the wideband regime. **IEEE Trans. Inf. Theory**, v. 48, n. 6, p. 1319–1343, Jun. 2002. ISSN 0018-9448.
- WU, J.; WANG, G.; ZHENG, Y. Energy efficiency and spectral efficiency tradeoff in type-i ARQ systems. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 32, n. 2, p. 356–366, Fev. 2014. ISSN 0733-8716.

WYNER, A. The wire-tap channel. **Bell System Technical Journal, The**, v. 54, n. 8, p. 1355–1387, Out. 1975. ISSN 0005-8580.

XIAO, M.; SKOGLUND, M. Multiple-user cooperative communications based on linear network coding. **IEEE Trans. Commun.**, v. 58, n. 12, p. 3345–3351, Dez. 2010.

YANG, N. et al. Transmit antenna selection for security enhancement in mimo wiretap channels. **IEEE Trans. Commun.**, v. 61, n. 1, p. 144–154, Jan. 2013. ISSN 0090-6778.

ZHANG, X.; LV, Z.; WANG, W. Performance analysis of multiuser diversity in mimo systems with antenna selection. **IEEE Trans. Wireless Commun.**, v. 7, n. 1, p. 15–21, Jan. 2008. ISSN 1536-1276.

ZORZI, M. et al. Energy-efficient routing schemes for underwater acoustic networks. **IEEE J. Sel. Areas Commun.**, v. 26, n. 9, p. 1754–1766, Dez. 2008. ISSN 0733-8716.

APÊNDICE A – PROVA DO LEMA 2

Inicia-se a prova utilizando a seguinte expansão multinomial (PAPOULIS, 1984) para escrever os momentos de Θ em termos dos momentos individuais dos r componentes da soma

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\Theta^n] &= \sum_{n_1=0}^n \sum_{n_2=0}^{n_1} \cdots \sum_{n_{r-1}=0}^{n_{r-2}} \binom{n}{n_1} \binom{n_1}{n_2} \cdots \binom{n_{r-2}}{n_{r-1}} \\ &\times \mathbb{E}\left[|h_{1,i}|^{2(n-n_1)}\right] \mathbb{E}\left[|h_{2,i}|^{2(n_1-n_2)}\right] \cdots \mathbb{E}\left[|h_{r,i}|^{2(n_{r-1})}\right]. \end{aligned} \quad (\text{A.1})$$

Então, o primeiro e segundo momentos de Θ são dados por

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[\Theta] &= \sum_{n=1}^r \lambda_n \\ \mathbb{E}[\Theta^2] &= \left(\sum_{n=1}^r \lambda_n\right)^2 + \sum_{n=1}^r \lambda_n^2. \end{aligned} \quad (\text{A.2})$$

Substituindo (A.2) em (3.24), obtém-se

$$\kappa = \frac{\left(\sum_{n=1}^r \lambda_n\right)^2}{\sum_{n=1}^r \lambda_n^2}. \quad (\text{A.3})$$

A pdf e a CDF da variável aleatória Gamma $\left(\kappa, \frac{\Omega}{\kappa}\right)$ resultante pode ser escrita como (SIMON; ALOUINI, 2004)

$$p_{\Theta}(\gamma) = \frac{\gamma^{\kappa-1} \kappa^{\kappa} e^{-\frac{\gamma\kappa}{\Omega}}}{\Gamma(\kappa) \Omega^{\kappa}}; \quad (\text{A.4a})$$

$$F_{\Theta}(\gamma) = \frac{\Gamma(\kappa) - \Gamma\left(\kappa, \frac{\gamma\kappa}{\Omega}\right)}{\Gamma(\kappa)}, \quad (\text{A.4b})$$

onde $\Gamma(a) = \int_0^{\infty} y^{a-1} \exp(-y) dy$ corresponde à função gamma completa e $\Gamma(a, b) = \int_b^{\infty} y^{a-1} \exp(-y) dy$ é a função gamma incompleta superior.

Devido à operação *maxi* inerente ao mecanismo de seleção de antena do TAS, como apresentado em (3.1), a pdf da variável aleatória γ_Σ para um cenário TAS correlacionado é dada por

$$p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) = p_\Theta(\gamma) [F_\Theta(\gamma)]^{t-1}. \quad (\text{A.5})$$

Para obter o primeiro e segundo momentos de γ_Σ , primeiro realiza-se a expansão binomial do termo $[F_\Theta(\gamma)]^{t-1}$ em (A.5), como se segue

$$[F_\Theta(\gamma)]^{t-1} = \sum_{i=0}^{t-1} (-1)^i \binom{t-1}{i} \left(\frac{\Gamma(\kappa, \frac{\gamma\kappa}{\Omega})}{\Gamma(\kappa)} \right)^i. \quad (\text{A.6})$$

Contudo, devido à presença da função gamma incompleta superior em (A.6), esta expressão é ainda bastante complexa de se solucionar. Então, recorre-se à seguinte aproximação para a função gamma incompleta superior (AMORE, 2005)

$$\Gamma(a, b) \approx e^{-b} (1 + b)^{a-1}, \quad (\text{A.7})$$

que permite obter a média da variável aleatória γ_Σ da seguinte forma

$$\mu_\gamma = \int_0^\infty \gamma_\Sigma p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) d\gamma_\Sigma = K(1) \cdot \bar{\gamma}, \quad (\text{A.8})$$

onde $K(x)$ é uma constante dada por

$$K(x) = \sum_{i=0}^{t-1} \left[(-1)^i t \binom{t-1}{i} \frac{\Omega}{\kappa \Gamma(\kappa)^{i+1}} \right. \\ \left. \times \Gamma(x + \kappa) U(x + \kappa, x + 1 + i(\kappa - 1) + \kappa, i + 1) \right], \quad (\text{A.9})$$

e $U(a, b, z) = \Gamma(a)^{-1} \int_0^\infty e^{-zt} t^{a-1} (1+t)^{b-a-1} dt$ é a função hipergeométrica confluyente. O segundo momento de γ_Σ também pode ser obtido recorrendo a (A.7)

$$\mathbb{E}(\gamma_\Sigma^2) = \int_0^\infty \gamma_\Sigma^2 p_{\gamma_\Sigma}(\gamma) d\gamma_\Sigma = K(2) \cdot \bar{\gamma}^2. \quad (\text{A.10})$$

Apesar de ser possível obter uma expressão aproximada em forma fechada para a capacidade do TAS correlacionado ao inserir (A.8) e (A.10) em (3.9), segue sendo difícil encontrar sua função inversa devido à presença da função hipergeométrica confluyente. Para cumprir tal tarefa, aproxima-se κ por $\check{\kappa} = \lfloor \kappa \rfloor$ o inteiro menor e mais próximo de κ .⁴ Assim, o

⁴Note que, quanto menor o valor de κ , menor é a capacidade resultante, já que este parâmetro reflete a ordem de diversidade e decresce com a diminuição da ordem de diversidade. Então, a aproximação $\lfloor \kappa \rfloor$ leva a uma aproximação pessimista para a capacidade.

primeiro momento de γ_Σ pode ser aproximado por (3.5)

$$\begin{aligned} \mu_\gamma &\approx \frac{t}{(\check{\kappa} - 1)!} \sum_{i=0}^{t-1} \left[(-1)^i \binom{t-1}{i} \sum_{k=0}^{i(\check{\kappa}-1)} a_k(\check{\kappa}, i) \frac{(\check{\kappa} + k)!}{(i+1)^{\check{\kappa}+k+1}} \right] \frac{\Omega \bar{\gamma}}{\check{\kappa}} \\ &= K_1(\check{\kappa}) \frac{\Omega \bar{\gamma}}{\check{\kappa}}. \end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

De maneira similar, o segundo momento se torna

$$\begin{aligned} \mathbb{E}(\gamma_\Sigma^2) &\approx \frac{t}{(\check{\kappa} - 1)!} \sum_{i=0}^{t-1} \left[(-1)^i \binom{t-1}{i} \sum_{k=0}^{i(\check{\kappa}-1)} a_k(\check{\kappa}, i) \frac{(\check{\kappa} + k + 1)!}{(i+1)^{\check{\kappa}+k+2}} \right] \left(\frac{\Omega \bar{\gamma}}{\check{\kappa}} \right)^2 \\ &= K_2(\check{\kappa}) \left(\frac{\Omega \bar{\gamma}}{\check{\kappa}} \right)^2. \end{aligned} \quad (\text{A.12})$$

Ao inserir (A.11) e (A.12) em (3.9), obtém-se a capacidade aproximada para o TAS semi-correlacionado dada em (3.25), concluindo a prova.