

# Avaliação da Eficiência Espectral Média para o Enlace Reverso de Redes Celulares na Presença de Interferência de Co-canal

Diana Moya, Edgar Benítez, Gina Quelal e Celso de Almeida

**Resumo**—Neste trabalho, o desempenho do enlace reverso de redes celulares, em termos da sua eficiência espectral média, é obtida mediante simulação. Dois cenários foram considerados, canal AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) e canal com desvanecimento plano Rayleigh, em um ambiente com perda de propagação exponencial, e interferência de co-canal (ICC). O simulador é baseado em modelos matemáticos que consideram vários parâmetros de planejamento, incluindo: fator de reuso de frequência, ordem da modulação, arranjo de antenas na estação rádio base (ERB) e controle de potência.

**Palavras-Chave**—Eficiência Espectral, Probabilidade de Erro de Bit,  $M$ -QAM, AWGN, Desvanecimento Rayleigh, Interferência de Co-Canal, Fator de Reuso de Frequência, Arranjo de Antenas.

**Abstract**—In this paper, the performance of the uplink of cellular networks in terms of the mean spectral efficiency is obtained by simulation. Two scenarios were considered, AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) and Rayleigh fading channels, with exponential path-loss and co-channel interference. The simulation is based on a system modeling that takes into account many parameters, including the frequency reuse factor, the modulation order, antenna array at the base station and power control.

**Keywords**—Spectral Efficiency, Bit Error Probability,  $M$ -QAM, AWGN, Rayleigh Fading, Co-Channel Interference, Reuse Factor, Antenna Array.

## I. INTRODUÇÃO

Os sistemas celulares futuros requerem uma taxa de dados alta e de preferência uniforme para satisfazer a demanda dos usuários com cobertura em grandes áreas. Com a técnica de acesso múltiplo OFDMA (*Orthogonal Frequency Division Multiple Access*), grandes vantagens no tratamento da interferência inter-simbólica (IIS) e flexibilidade na alocação de recursos podem ser alcançadas [1]. Por outro lado, as redes baseadas em OFDMA requerem um planejamento celular com reuso de frequência para controlar os efeitos da ICC com o objetivo de se obter uma ampla área de cobertura. No entanto, como veremos o reuso de frequência causa uma degradação na eficiência espectral da rede.

Estratégias tradicionais para combater a ICC incluem a utilização de reuso de frequência e de antenas setorizadas na estação rádio base. É conhecido na literatura que um aumento no fator de reuso implica na diminuição da ICC, às custas de

uma diminuição do número de recursos de uma rede celular. Portanto, a análise da eficiência espectral de uma rede celular é fundamental para se otimizar o aproveitamento da banda com cobertura na célula, que é uma das principais limitações no planejamento de uma rede celular. Recentemente, alguns esquemas de reuso fracionário tem sido propostos [2]-[4]. Entre eles, as soluções mais representativas são o esquema SFR (*Soft Frequency Reuse*) [2] e o esquema IFR (*Incremental Frequency Reuse*) [3]. Esses esquemas lidam com o compromisso entre a mitigação da ICC e o incremento da eficiência espectral, focalizando na melhoria da vazão (*throughput*) dos usuários na borda da célula.

Neste trabalho, uma avaliação do enlace reverso de uma rede celular na presença de ICC é realizada em termos da eficiência espectral. Primeiro é realizada uma modelagem do sistema, quando então é determinada a eficiência espectral média, para os fatores de reuso 1, 3, 4 e 7, mediante simulação. Considerou-se modulação adaptativa, que usa os esquemas QPSK, 16-QAM ou 64-QAM. Além disso, considerou-se uma rede celular com e sem controle de potência. Os resultados mostram que utilizar um fator de reuso unitário, conjuntamente com controle de potência, é a maneira mais eficiente de se usar o espectro, garantindo cobertura total na célula.

Este trabalho está organizado da seguinte maneira. A Seção II descreve o modelo do sistema. A descrição de funcionamento do simulador e os resultados são apresentados nas Seções III e IV, respectivamente. Na Seção V são mostradas as conclusões.

## II. MODELO DO SISTEMA CELULAR

Considere um sistema de comunicações celular sem fio, onde cada célula tem uma ERB em seu centro. Vamos considerar somente o primeiro anel de 6 co-células, já que este anel produz quase 100% de toda a ICC. A distância entre a ERB da célula central e as ERBs das co-células é dada por  $D = \sqrt{3NR}$ , onde  $N$  é o fator de reuso de frequência e  $R$  é o raio da célula. O sinal desejado,  $s_0(t)$ , gerado pelo usuário  $u_0$  da célula central é corrompido por 6 sinais interferentes,  $s_i(t)$ ,  $i = 1, \dots, 6$ , cada um proveniente de um usuário  $u_i$  em cada uma das co-células do primeiro anel. Considerou-se dois cenários com perda de propagação exponencial, primeiro um canal AWGN e segundo um canal com desvanecimento plano Rayleigh. A interferência de co-canal é aditiva em ambos os casos. Além disso, um esquema de modulação adaptativa é assumido que usa uma certa modulação de acordo com a

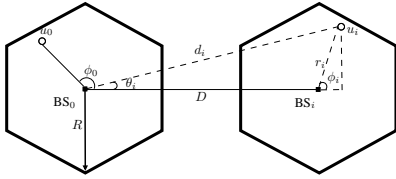


Fig. 1. Distância entre o  $i$ -th interferente e a ERB<sub>0</sub>.

relação sinal-interferência (SIR, *signal-to-interference ratio*) e com um valor máximo da potência transmitida. Os esquemas de modulação considerados são QPSK, 16-QAM e 64-QAM.

#### A. Distribuição Espacial dos Usuários

Vamos supor células na forma de um anel, onde a distância dos usuários até o centro da célula é dada por  $R_0 \leq r \leq R$ , onde  $R$  é o raio da célula e  $R_0$  é o raio interno. A posição angular dos usuários é dada por  $\phi$ , onde  $0 \leq \phi \leq 2\pi$ . O motivo de se escolher o formato de anel é para garantir que haja convergência no valor médio da potência recebida. Vamos assumir também uma distribuição uniforme dos usuários em área dentro de cada célula, tal que a função densidade de probabilidade (FDP) das variáveis aleatórias (VAs) independentes  $r$  e  $\phi$ , pode ser expressa por:

$$f_R(r) = \frac{2r}{R^2 - R_0^2}, \quad R_0 \leq r \leq R \quad (1)$$

e

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

Considere o usuário de interesse  $u_0$  localizado na posição  $(r_0, \phi_0)$  de um sistema de coordenadas polares com centro na ERB<sub>0</sub> e um usuário interferente  $u_i$  na posição  $(r_i, \phi_i)$  em relação à ERB<sub>i</sub>, como mostrado na Fig. 1. Com o objetivo de avaliar a potência de interferência, a distância  $d_i$  entre o  $i$ -ésimo usuário interferente e a ERB<sub>0</sub> é dada por:

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

#### B. Características de Propagação e Interferência

A potência recebida pela ERB<sub>0</sub> a partir do sinal transmitido pelo usuário  $u_i$ , para  $i = 1, \dots, 6$ , é dada por:

$$P_{ri} = P_{ti} d_i^{-\beta} \alpha_i^2 \quad (4)$$

onde  $P_{ti}$  é a potência de transmissão do  $i$ -ésimo usuário,  $\beta$  é o expoente de perda de percurso, e  $d_i$  é a distância entre o usuário  $u_i$  e a ERB<sub>0</sub> que é dada por (3). Para o cenário que considera um canal AWGN,  $\alpha_i = 1$ , no entanto para o cenário que considera desvanecimento plano,  $\alpha_i$  é uma VA Rayleigh que representa a amplitude do desvanecimento. Para o usuário de interesse,  $P_{ti} = P_{t0}$ ,  $d_i = r_0$  e  $\alpha_i = \alpha_0$ .

Utilizando (4), a SIR na ERB<sub>0</sub>, pode ser obtida mediante:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{t0} r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{i=1}^6 P_{ti} d_i^{-\beta} \alpha_i^2} \quad (5)$$

#### C. Probabilidade de Erro de Bit

Uma expressão analítica da probabilidade de erro de bit (PEB) para esquemas de modulação  $M$ -QAM em canais AWGN, na presença de  $K$  interferentes e considerando mapeamento de bits com codificação de Gray, foi obtida em [5]. Embora em uma rede celular possam existir vários interferentes, geralmente um deles predomina sobre os outros [6]. Portanto, neste trabalho vamos considerar a expressão da PEB acima referida para um único interferente dominante  $K = 1$ , dada por:

$$P_b \approx \frac{2(\sqrt{M}-1)}{M \log_2 M} \sum_{m=0}^{\frac{\sqrt{M}-1}{2}} \sum_{k=0}^1 Q(A) \quad (6)$$

onde  $M$  é a ordem da modulação e

$$A = \left(1 - (2m+1)(1-2k) \left(\frac{S}{I}\right)^{-\frac{1}{2}}\right) \sqrt{3 \frac{E_b \log_2 M}{N_0 M - 1}}$$

onde  $E_b/N_0$  é a relação entre a energia por bit e a densidade espectral de potência do ruído.

Na presença de um canal com desvanecimento Rayleigh, no lugar de  $E_b/N_0$  devemos usar a VA  $\gamma_{bk} = \alpha_k^2 E_b/N_0$ , para  $k = 0, 1$ , que representa a relação sinal-ruído (SNR, *signal-to-noise ratio*) por bit instantânea dos usuários de interesse e interferente, respectivamente, sendo  $\alpha_k$  uma VA Rayleigh, que corresponde ao desvanecimento do  $k$ -ésimo usuário, com FDP dada por:

$$f_{A_k}(\alpha_k) = \frac{\alpha_k}{\sigma^2} e^{-\frac{\alpha_k^2}{2\sigma^2}}, \quad \alpha_k \geq 0 \quad (7)$$

onde  $\sigma^2$  é definido como  $E\{\alpha_k^2\}/2$ , sendo  $E\{\cdot\}$  o operador de esperança. Portanto, a FDP da VA  $\gamma_{bk}$  é dada por [7]:

$$f_{\Gamma_{bk}}(\gamma_{bk}) = \frac{1}{\overline{\gamma_{bk}}} e^{-\frac{\gamma_{bk}}{\overline{\gamma_{bk}}}}, \quad \gamma_{bk} \geq 0 \quad (8)$$

onde  $\overline{\gamma_{bk}} = E_b/N_0$ , assumindo que  $E\{\alpha_k^2\} = 1$ .

A PEB em canais com desvanecimento Rayleigh e interferência de co-canal pode ser obtida pela média de (6) sobre as estatísticas das SNRs por bit instantâneas dos usuários de interesse e interferente,  $\gamma_{b0}$  e  $\gamma_{b1}$ , ou seja:

$$P_{b\text{Fad}} = \int_0^\infty P_{b\text{AWGN}}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1}) f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0}) f_{\Gamma_{b1}}(\gamma_{b1}) d\gamma_{b0} d\gamma_{b1} \quad (9)$$

onde  $f_{\Gamma_{bk}}(\gamma_{bk})$ , para  $k = 0, 1$ , é a FDP da VA  $\gamma_{bk}$ , dada em (8) e  $P_{b\text{AWGN}}(\gamma_{b0}, \gamma_{b1})$  é dada em (6), sendo:

$$A = \left(\sqrt{\gamma_{b0}} - (2m+1)(1-2k) \left(\frac{S}{I}\right)^{-\frac{1}{2}} \sqrt{\gamma_{b1}}\right) \sqrt{3 \frac{E_b \log_2 M}{N_0 M - 1}}$$

Para um sistema passa-faixa, usando (4) é possível mostrar que:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_{t0} r_0^{-\beta}}{N_0 R_b} \quad (10)$$

onde  $R_b$  é a taxa de bits de um usuário.

#### D. Arranjo de Antenas

O arranjo de antenas é uma técnica que permite combater a interferência de co-canal e consequentemente melhorar o desempenho de um sistema celular. Neste caso, é necessário determinar a posição angular  $\theta_i$  do usuário  $u_i$  em relação à ERB<sub>0</sub> (Fig. 1). O fator de redução da potência de interferência recebida pela ERB<sub>0</sub> devido ao usuário  $u_i$  na posição  $\theta_i$  é dada por [8]:

$$\eta_i(\theta_0, \theta_i) = \left[ \frac{1}{N_a} \frac{\sin\left(\frac{N_a \psi_i}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\psi_i}{2}\right)} \right]^2, \quad i = 1, \dots, 6 \quad (11)$$

onde  $N_a$  é o número de antenas do arranjo, e  $\psi_i = \pi [\cos(\theta_0) - \cos(\theta_i)]$ , para  $i = 1, \dots, 6$ . Considerou-se um arranjo linear de antenas separadas de  $\lambda/2$ , onde  $\lambda$  é o comprimento de onda. No caso do usuário de interesse,  $\theta_0 = \phi_0$ . Para uma rede que utiliza um arranjo de antenas, pode-se mostrar que a SIR é dada por:

$$\frac{S}{I} = \frac{P_{t0} r_0^{-\beta} \alpha_0^2}{\sum_{i=1}^6 P_{ti} \eta_i d_i^{-\beta} \alpha_i^2} \quad (12)$$

onde  $\eta_i$  é dada em (11).

#### E. Diversidade em Canais com Desvanecimento

Várias técnicas de diversidade têm sido propostas para fornecer ao receptor réplicas independentes de um mesmo símbolo transmitido. Vamos supor que a diversidade na recepção é realizada através de múltiplas antenas no receptor, separadas o suficiente para que os sinais recebidos sejam decorrelatos. O combinador MRC é a melhor técnica de se combinar os sinais recebidos.

Em [7], mostra-se que a SNR por bit instantânea do sinal proveniente do usuário de interesse, na saída do combinador MRC é igual à soma da SNR por bit instantânea de cada antena. Portanto, tem-se que  $\gamma_{b0} = \sum_{i=1}^{N_a} \gamma_{bi,0}$ , onde  $\gamma_{bi,0}$  é a VA que representa a SNR por bit instantânea do sinal de interesse na  $i$ -ésima antena, sendo que sua FDP é dada em (8). Assim, a FDP de  $\gamma_{b0}$  para o caso com diversidade de ordem  $N_a$  é dada por [7]:

$$f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0}) = \frac{\gamma_{b0}^{N_a-1} e^{-\gamma_{b0}}}{\gamma_b^{N_a} (N_a - 1)!}, \quad \gamma_{b0} \geq 0 \quad (13)$$

onde  $\gamma_b = E_b/N_0$ .

Por outro lado, no caso do usuário interferente, pode-se substituir o efeito aleatório da variável  $\gamma_{b1}$  pela sua média na condição do pior caso, ou seja, quando a SNR por bit do sinal interferente na saída do MRC também é maximizada. O que resulta em uma boa aproximação da PEB, como mostrado em [9]. Assim, essa média está dada por:

$$\overline{\gamma_{b1}} = N_a \gamma_b \quad (14)$$

Portanto, a PEB para os esquemas  $M$ -QAM em um canal com desvanecimento Rayleigh, interferência de co-canal e diversidade de antenas na recepção pode ser obtida como:

$$P_{b\text{Fad}} = \int_0^{\infty} P_{b\text{AWGN}}(\gamma_{b0}, \overline{\gamma_{b1}}) f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0}) d\gamma_{b0} \quad (15)$$

onde  $f_{\Gamma_{b0}}(\gamma_{b0})$  é dada em (13).

#### F. Políticas de Transmissão

Considerou-se sistemas que utilizam as seguintes políticas de transmissão: sistemas sem controle de potência e sistemas com controle de potência. No primeiro caso, todos os usuários transmitem com mesma potência. No segundo caso, a potência de transmissão é dada por:

$$P_{ti}(r_i) = P_r r_i^\beta \quad (16)$$

onde  $r_i$  é a distância do usuário até a sua própria ERB. O termo  $r_i^\beta$  garante que todos os usuários da mesma célula cheguem até a sua ERB com a mesma potência, e  $P_r$  é uma constante, obtida para os diferentes reusos de frequência  $N = 1, 3, 4, 7$  e para as diferentes modulações.

A potência transmitida,  $P_{ti}$ , como mostrado em [10] para o caso de canais AWGN, foi obtida a partir de (10) para cada posição do usuário de interesse  $r_0$ , supondo que  $R_{bp} = R_{sp} \log_2 M$ , onde  $R_{sp} = B_p$  é a taxa de símbolo por subportadora OFDM e  $B_p$  é a largura de banda por subportadora. A relação  $E_b/N_0$  foi determinada em função da SIR média para cada posição  $r_0$  e para uma PEB de  $10^{-6}$ .

No caso de canais com desvanecimento Rayleigh, realiza-se um procedimento similar ao caso do canal AWGN, considerando uma PEB de  $10^{-4}$ .

#### G. Área de Cobertura dos Esquemas de Modulação

A área de cobertura dos esquemas de modulação, mostrada na Fig. 2 para o caso AWGN e na Fig. 3 para o caso com desvanecimento Rayleigh, foi determinada considerando um sistema sem e com controle de potência e com arranjo de antenas.

1) *Sistema sem controle de potência:* Usando (10), calculou-se  $R_b$  para cada distância  $r_0$  e para cada ordem de modulação. Posteriormente, a maior ordem de modulação que garanta uma dada taxa de bits mínima,  $R_{b\text{min}}$ , é escolhida de acordo com o critério de priorização de banda por subportadora.

2) *Sistema com controle de potência:* Para cada fator de reuso  $N$  e para cada ordem de modulação  $M$ , a potência transmitida  $P_{ti}(r_i)$  foi avaliada para cada posição  $r_0$ , com o objetivo de se determinar qual é a maior ordem de modulação que pode ser utilizada sem ultrapassar o valor máximo de potência transmitida.

#### H. Eficiência Espectral

A eficiência espectral por célula é definida como a relação entre a vazão (taxa de bits total da célula) e a banda total do sistema  $B_T$ . Segundo o critério de Nyquist, a taxa de bits por usuário está relacionada à banda através de  $R_b = B_u \log_2 M$ , onde  $B_u$  é a banda por usuário. Portanto, a eficiência espectral é definida como:

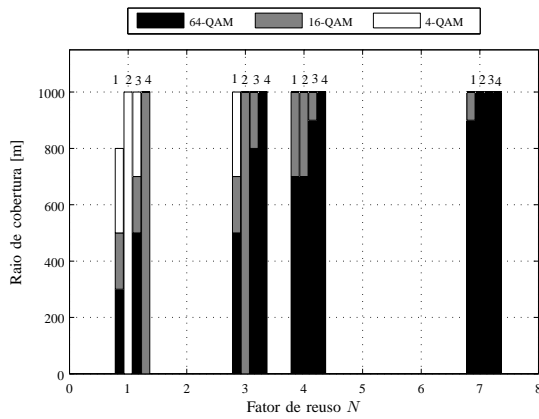


Fig. 2. Comparação do raio de cobertura dos esquemas de modulação de um sistema celular em canais AWGN, para os casos sem e com controle de potência. (1) Sem controle de potência, (2) Com controle de potência, (3) Sem controle de potência e arranjo de antenas  $N_a = 4$ , (4) Com controle de potência e arranjo de antenas  $N_a = 4$ .

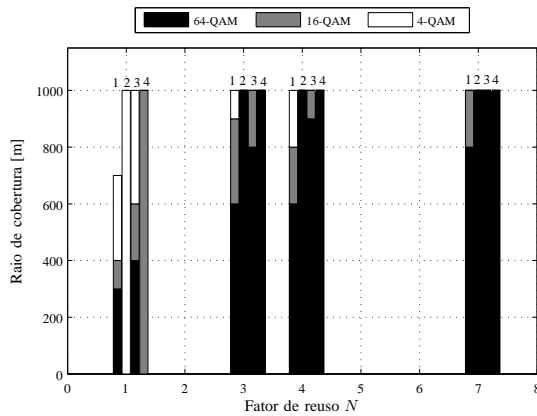


Fig. 3. Comparação do raio de cobertura dos esquemas de modulação de um sistema celular em canais com desvanecimento Rayleigh para os casos sem e com controle de potência. (1) Sem controle de potência e diversidade  $N_a = 5$ , (2) Com controle de potência e diversidade  $N_a = 5$ , (3) Sem controle de potência e diversidade  $N_a = 9$ , (4) Com controle de potência e diversidade  $N_a = 9$ .

$$\xi = \frac{\sum_{i=1}^{N_u} R_{bi}}{B_T} \quad (17)$$

onde  $N_u$  é o número de usuários da célula central.

### III. METODOLOGIA DA SIMULAÇÃO

Neste trabalho foi implementado um simulador baseado no método de Monte Carlo, que utiliza o software MatLab. Considerou-se uma rede celular multiportadora (OFDM), onde o desempenho em termos da eficiência espectral é avaliado segundo os parâmetros listados na Tab. I. A simulação realizou-se de acordo com os seguintes passos:

- 1) Um número arbitrário de usuários foi distribuído em cada célula, de acordo com uma distribuição uniforme

Geometria da célula	Grade hexagonal
Raio interno do anel	$R_0 = 100$ m
Raio da célula	$R = 1000$ m
Largura de banda do sistema	$B_T = 10$ MHz
Largura de banda por subportadora	$B_p = 10$ kHz
Expoente de perda de percurso	$\beta = 4$
Padrão da antena da ERB	Omnidirecional
Densidade espectral de potência de ruído	$N_0 = -174$ dBm/Hz
Figura de ruído da ERB	$N_F = 4$ dB
Potência de transmissão máxima do móvel	$P_{Tmax} = 0,5$ W
Taxa de bits mínima por usuário	$R_{bmin} = 10$ kb/s
PEB máxima em canais AWGN	$P_{bAWGN} = 10^{-6}$
PEB máxima com desvanecimento Rayleigh	$P_{bRay} = 10^{-4}$

TABELA I  
PARÂMETROS DO SISTEMA

em área dado em (1) e (2). Para cada usuário, obtém-se a distância  $d_i$  e o ângulo  $\theta_i$  relativos à  $ERB_0$ , e a distância  $r_i$  relativa à sua própria ERB.

- 2) O número total de subportadoras disponíveis no sistema,  $N_p$ , é dado pela relação entre  $B_T$  e  $B_p$ . O número de subportadoras por usuário,  $N_{pu}$ , é determinado mediante a relação entre  $N_p$  e  $N_u$ , sendo que para cada usuário é alocado um grupo de subportadoras adjacentes.
- 3) Calculou-se a SIR por subportadora de acordo com (12), considerando que para os casos:
  - Canal AWGN:  $\alpha_0$  e  $\alpha_i$ , para  $i = 1, \dots, 6$ , são iguais a 1.
  - Canal com desvanecimento Rayleigh:  $\alpha_0$  e  $\alpha_i$ , para  $i = 1, \dots, 6$ , são VAs com FDP dada em (7).
  - Sem arranjo de antenas:  $\eta_0$  e  $\eta_i$ , para  $i = 1, \dots, 6$ , são iguais a 1.
  - Com arranjo de antenas:  $\eta_0 = 1$  e  $\eta_i$ , para  $i = 1, \dots, 6$ , são dados em (11).
- 4) A taxa de bits de cada subportadora é calculada por  $R_{bp} = B_p \log_2 M$ , onde  $M$  depende da posição do usuário que utiliza essa subportadora e é escolhida de acordo com a área de cobertura de cada esquema de modulação, como visto na seção II.
- 5) Usando (10), determinou-se a relação  $E_b/N_0$  para as políticas de potência de transmissão descritas na seção II.
- 6) Com a SIR e a relação  $E_b/N_0$  obtidas anteriormente, calcula-se a PEB usando (6) para o caso AWGN e usando (15) para o caso com desvanecimento Rayleigh.
- 7) A taxa de bits efetiva de cada subportadora pode ser calculada como:

$$R_{bpe} = R_{bp} (1 - PEB_p)$$

onde  $PEB_p$  é a PEB por subportadora.

- 8) A vazão do sistema é calculada mediante:

$$V = \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{j=1}^{N_{pu}} R_{bpei,j}$$

onde  $R_{bpei,j}$  é a taxa de bits efetiva da  $j$ -ésima subportadora do  $i$ -ésimo usuário.

- 9) Finalmente, a eficiência espectral do sistema é calculada como a relação entre a vazão e a banda total do sistema, ou seja:

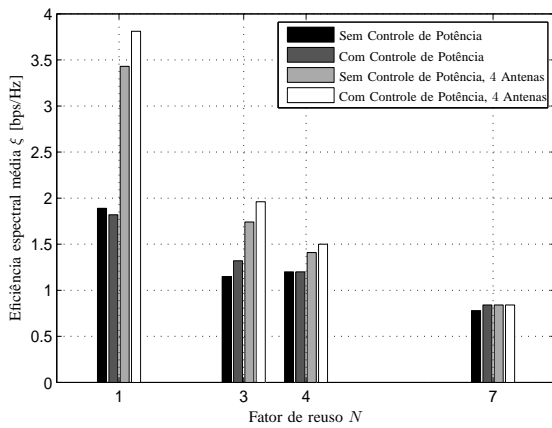


Fig. 4. Eficiência espectral média de um sistema em canais AWGN para  $N = 1, 3, 4$  e  $7$ , em redes sem e com controle de potência e arranjo de antenas.

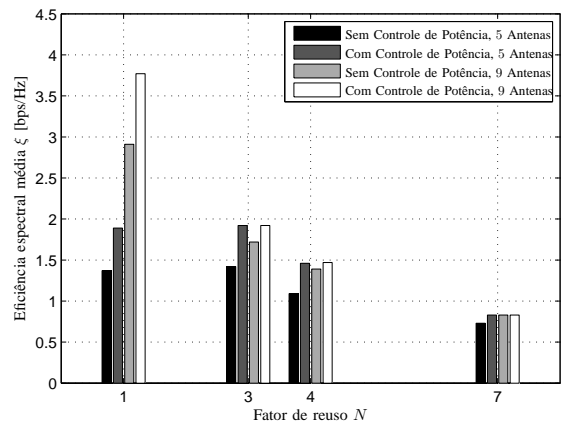


Fig. 5. Eficiência espectral média de um sistema com desvanecimento Rayleigh para  $N = 1, 3, 4$  e  $7$ , em redes sem e com controle de potência e, com arranjo de antenas e diversidade.

$$\xi = \frac{V}{B_T}$$

#### IV. RESULTADOS

As Fig. 4 e 5 trazem uma comparação da eficiência espectral média do sistema, em função do fator de reuso, para as diferentes políticas de controle de potência e para os cenários sem e com desvanecimento, respectivamente. No caso de sistemas sem controle de potência, para cada fator de reuso considerou-se que a potência transmitida está na ordem da potência transmitida média de um sistema com controle de potência. Isto é feito com o objetivo de comparar ambos os sistemas em condições equivalentes, em termos da potência de transmissão. Por exemplo, no caso AWGN para um fator de reuso unitário, a potência transmitida de um sistema sem controle de potência é igual a  $P_{ti} = 5 \times 10^{-3}$  W. Pode-se observar, que o fator de reuso unitário apresenta a melhor eficiência espectral nos dois cenários considerados. Por outro lado, a utilização de um arranjo de antenas permite um aumento na eficiência espectral, pois a área de cobertura das modulações de ordem elevada torna-se maior.

#### V. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos a partir do simulador mostram que, em geral, o fator de reuso unitário apresenta a maior eficiência espectral em sistemas com interferência de co-canal em cenários com e sem desvanecimento. Por outro lado, no cenário que considera apenas ruído AWGN, o controle de potência permite economizar potência de transmissão e consegue melhores eficiências para os reusos de 3, 4 e 7. Neste caso, embora o fator de reuso unitário apresente menor eficiência, este tem a vantagem de apresentar maior cobertura. No caso do cenário com desvanecimento Rayleigh, os resultados da simulação mostram que a utilização de um fator de reuso unitário, conjuntamente com controle de potência, é a maneira mais eficiente de se usar o espectro, garantindo cobertura total na célula. Finalmente, o arranjo de antenas e as técnicas

de diversidade oferecem grandes vantagens em termos da eficiência espectral, visto que permitem mitigar os efeitos da interferência e do desvanecimento, respectivamente.

#### REFERÊNCIAS

- [1] T. Hwang, C. Yang, G. Wu, S. Li, G. Li, "OFDM and Its Wireless Applications: A Survey", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 58, no. 4, pp. 1673-1694, Maio 2009.
- [2] F. Wamser, D. Mittelstädt, D. Staehle., "Soft Frequency Reuse in the Uplink of an OFDMA Network", 71st IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2010-Spring), Taipei, Maio 2010.
- [3] K. Kim, S. Oh, "An Incremental Frequency Reuse Scheme for an OFDMA Cellular System and Its Performance", IEEE Vehicular Technology Conference (VTC 2008-Spring), pp. 1504-1508, Singapura, Maio 2008.
- [4] Z. Xie, B. Walke, "Frequency Reuse Techniques for Attaining Both Coverage and High Spectral Efficiency in OFDMA Cellular Systems", IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2010, pp. 1-6, Sydney, Austrália, Abril 2010.
- [5] E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, D. Altamirano, C. de Almeida, "Evaluation of the Effects of Co-Channel Interference on the Bit Error Rate for QPSK and M-QAM Modulations", 7th International Telecommunications Symposium, Manaus, Brazil, Set 2010.
- [6] D. Altamirano and C. de Almeida, Evaluation of the Effects of the Co-Channel Interference on the Bit Error Rate of Cellular Systems for BPSK Modulation, 7th International Telecommunications Symposium, Manaus, Brazil, Setembro 2010.
- [7] T. Rappaport, Wireless Communications: Principles and Practice, Prentice Hall, 2001.
- [8] S. Kiomi, C. de Almeida, "A Lower Bound on the Normalized Interference Mean and Standard Deviation for CDMA Systems Using Antenna Arrays", Electronics Letters, vol. 36, no. 21, pp. 1761-1763, Outubro 2000.
- [9] E. Benítez, G. Quelal, D. Moya, C. de Almeida, "Avaliação dos Efeitos da Interferência de Co-Canal e da Diversidade de Antenas na Probabilidade de Erro de Bit para Modulações M-QAM em Canais com Desvanecimento Rayleigh", a ser publicado nos anais do XXIX Simposio Brasileiro de Telecomunicações SBrt, Curitiba, Brasil, Outubro 2011.
- [10] Diana Moya, Edgar Benítez, Gina Quelal e Celso de Almeida, Spectral Efficiency Evaluation for the Uplink of Cellular Networks, a ser publicado nos anais do International Workshop on Telecommunications IWT, Rio de Janeiro, Brasil, Maio 2011.