

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

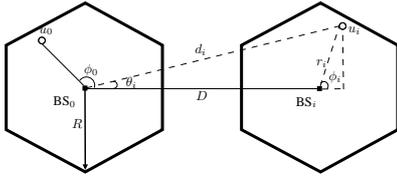
uma diminuição do número de recursos de uma rede celular. Portanto, a análise da eficiência espectral de uma rede celular é fundamental para se otimizar o aproveitamento da banda com cobertura na célula, que é uma das principais limitações no planejamento de uma rede celular. Recentemente, alguns esquemas 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 ERB₀.

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 ϕ , 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 ϕ , 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, ϕ_0) de um sistema de coordenadas polares com centro na ERB₀ e um usuário interferente u_i na posição (r_i, ϕ_i) em relação à ERB_i, 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 ERB₀ 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 ERB₀ 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, β é o expoente de perda de percurso, e d_i é a distância entre o usuário u_i e a ERB₀ 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, α_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 ERB₀, 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 α_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 σ^2 é definido como $E\{\alpha_k^2\}/2$, sendo $E\{\cdot\}$ o operador de esperança. Portanto, a FDP da VA γ_{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, γ_{b0} e γ_{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 γ_{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 θ_i do usuário u_i em relação à ERB₀ (Fig. 1). O fator de redução da potência de interferência recebida pela ERB₀ devido ao usuário u_i na posição θ_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 λ 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 η_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 γ_{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 γ_{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^β 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:

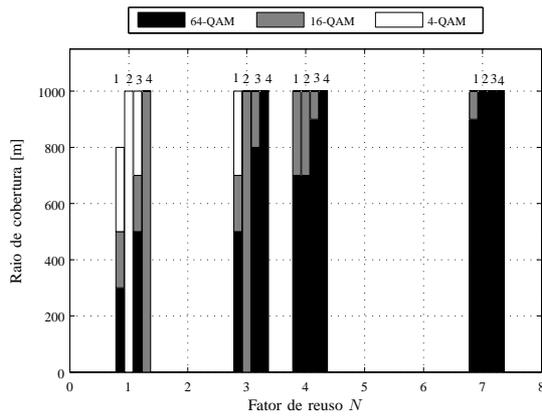


Fig. 2. Comparação do raio de cobertura dos esquemas de modulação de um sistema celular em canais AWGN, para os casos sem e com controle de potência. (1) Sem controle de potência, (2) Com controle de potência, (3) Sem controle de potência e arranjo de antenas $N_a = 4$, (4) Com controle de potência e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

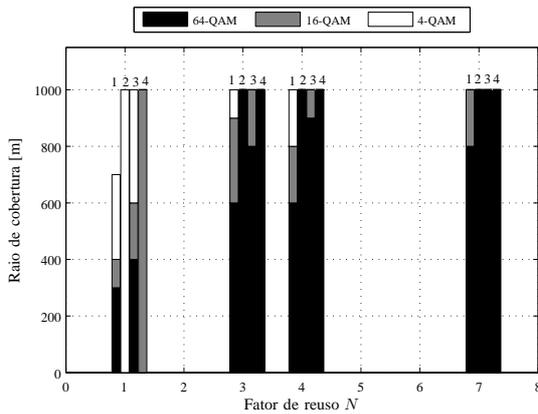


Fig. 3. Comparação do raio de cobertura dos esquemas de modulação de um sistema celular em canais com desvanecimento Rayleigh para os casos sem e com controle de potência. (1) Sem controle de potência e diversidade $N_a = 5$, (2) Com controle de potência e diversidade $N_a = 5$, (3) Sem controle de potência 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 θ_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: α_0 e α_i , para $i = 1, \dots, 6$, são iguais a 1.
 - Canal com desvanecimento Rayleigh: α_0 e α_i , para $i = 1, \dots, 6$, são VAs com FDP dada em (7).
 - Sem arranjo de antenas: η_0 e η_i , para $i = 1, \dots, 6$, são iguais a 1.
 - Com arranjo de antenas: $\eta_0 = 1$ e η_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:

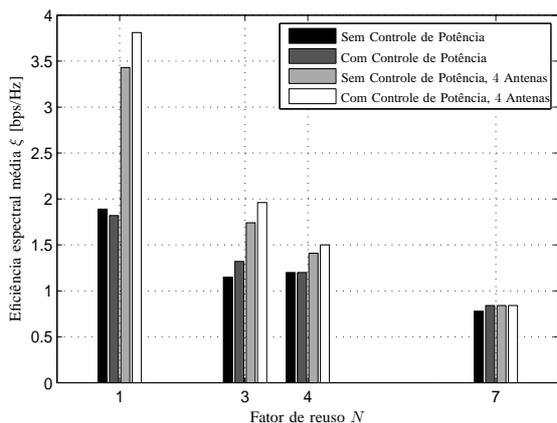


Fig. 4. Eficiência espectral média de um sistema em canais AWGN para $N = 1, 3, 4$ e 7 , em redes sem e com controle de potência e arranjo de antenas.

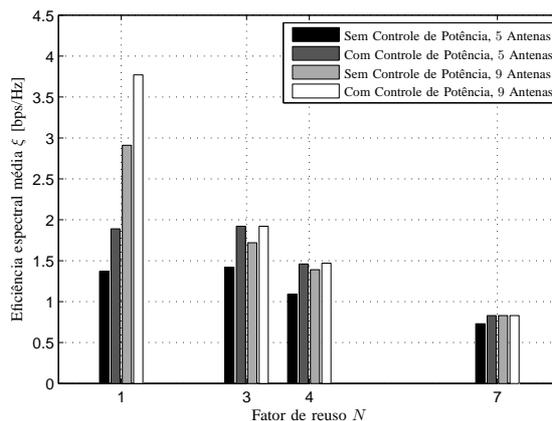


Fig. 5. Eficiência espectral média de um sistema com desvanecimento Rayleigh para $N = 1, 3, 4$ e 7 , em redes sem e com controle de potência e, com arranjo de antenas e diversidade.

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

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.