

# Estimação de Capacidade de Transporte de Redes *Ad hoc*

André Gustavo Mignaco e Paulo Cardieri

**Resumo** – Este artigo apresenta uma modelagem para a estimação da capacidade de transporte de redes *ad hoc* levando-se em conta a razão sinal-interferência observada pelo terminal receptor. O modelo é baseado na formação de regiões de silêncio em torno dos receptores, como uma forma de garantir o atendimento dos requisitos de *SIR* do enlace transmissor – receptor. É apresentada uma análise dos efeitos de parâmetros da rede e do canal de propagação na capacidade da rede para diversos esquemas de modulação. Resultados mostram que a atenuação provocada pelo canal nos sinais transmitidos tem forte impacto na capacidade e pode determinar o melhor esquema de modulação para maximizar a capacidade da rede. É verificado também que a densidade e a probabilidade de erro alvo da rede afetam a capacidade da rede, mas não alteram o desempenho relativo entre os diversos esquemas de modulação estudados.

**Palavras-Chave**— Capacidade de Transporte, Modulação, Redes *Ad hoc*, Redes de Sensores Sem Fio.

**Abstract**— This paper presents a model for estimating the transport capacity of an ad hoc network. The model is based on the formation of silent zones around the receiver, required to guarantee that the signal-to-interference ratio at the receiver is above a given threshold value. The model is used to analyze the effects of network and propagation channel parameters on the capacity for several modulation techniques. The results show that the propagation environment has a strong impact on the capacity, and the selection of the modulation scheme that maximizes the capacity is affected by the path loss exponent of the environment. Other results show that the terminal density and the target bit error rate also affect the capacity, but relative performance among the modulation schemes studied is invariant with respect to these two parameters.

**Keywords**— Ad hoc Networks, Modulation, Transport Capacity, Wireless Sensor Networks.

## I. INTRODUÇÃO

Redes *ad hoc* sem fio são redes de comunicação que não possuem infra-estrutura ou elemento de controle central, de modo que as funções da rede são executadas de forma distribuída por seus terminais [1][2].

Um grande esforço de pesquisa tem sido dedicado às redes *ad hoc* sem fio nas últimas décadas, motivado principalmente pela grande gama de aplicações possíveis para tais redes. Uma área que tem merecido especial atenção é a da estimação da capacidade. As particularidades de uma rede *ad hoc multihop*, tais como a

inexistência de uma entidade controladora central e o acesso aleatório, tornam o problema de estimação da capacidade de difícil solução. Não obstante, trabalhos seminais, como o de Kumar e Gupta [3] e Tse e Grossglauser [4], apresentam avanços importantes.

Kumar e Gupta estimam a capacidade de uma rede *ad hoc* empregando modelos baseados na operação do mecanismo de controle de acesso e na camada física. Os resultados mostram que a capacidade de cada terminal decresce com o número  $n$  de terminais na rede, na forma  $k/\sqrt{n \log n}$ . Por outro lado, Tse e Grossglauser consideram a mobilidade dos terminais na modelagem, mostrando que a vazão por nó a longo prazo pode permanecer constante, porém às custas de um aumento do atraso.

Este trabalho apresenta uma análise da capacidade de uma rede *ad hoc* utilizando uma modelagem baseada nos requisitos de relação sinal-interferência (*SIR*) dos enlaces, o que permite avaliar a influência de mecanismos de transmissão em que o valor de *SIR* é chave no compromisso entre capacidade e desempenho. Este compromisso é explorado no âmbito de esquemas de modulação. O modelo desenvolvido é baseado na formação de regiões de silêncio em torno dos terminais receptores, de forma a garantir o atendimento dos requisitos de *SIR* para o enlace. Este modelo é usado para analisar a influência dos efeitos de propagação (intensidade da perda de percurso) e de parâmetros da rede (densidade de terminais e taxa de erro de bit alvo) na capacidade de transporte para diversos esquemas de modulação.

Este artigo está organizado da seguinte forma: na seção II e III, são detalhados a modelagem da rede *ad hoc* sem fio e o procedimento adotado para a estimação da capacidade de transporte, respectivamente. Na Seção IV são mostrados os resultados numéricos e a Seção V conclui o artigo.

## II. MODELAGEM DA REDE AD HOC

Será considerado o caso em que todos os terminais de uma rede *ad hoc* transmitem na mesma frequência (canal síngelo), de forma que a transmissão em um dado enlace será considerada interferência para os outros enlaces. A capacidade da rede pode ser estimada por meio do número de enlaces ativos na rede ( $N_a$ ). Na modelagem empregada neste trabalho, supõe-se que um enlace entre dois terminais estará ativo se a relação sinal-interferência do sinal no terminal receptor for maior que um dado valor limiar  $\gamma$  necessário para garantir que a taxa de erro de bits seja inferior a um valor máximo admissível. Esta condição será observada se terminais vizinhos ao receptor permanecerem inativos, criando-se, assim, uma região de silêncio em torno do receptor. Portanto, uma região de silêncio engloba um terminal receptor localizado em seu centro, um transmissor (ativo) e pode ter muitos terminais inativos. Desta forma, a

---

André G. Mignaco e Paulo Cardieri, FEEC – UNICAMP, Campinas – SP, Brasil. E-mails: amignaco@decom.fee.unicamp.br e cardieri@decom.fee.unicamp.br. Este trabalho foi parcialmente financiado pela CNPq (132617/2004-8).

capacidade da rede *ad hoc* pode ser estimada por meio do número de regiões de silêncio na área total da rede. Note-se, portanto, que é suposta a existência de um mecanismo que controle a atividade dos terminais e permita a formação das regiões de silêncio. Um exemplo de mecanismo para este controle é aquele baseado nas mensagens RTS/CTS usado no padrão IEEE 802.11 [5].

O modelo adotado para a rede supõe que  $N$  terminais estão distribuídos uniformemente em uma área circular de raio  $R$ , resultando em uma densidade  $\rho = N/\pi R^2$ . O modelo de canal de propagação empregado inclui apenas a perda de percurso determinística, com expoente de perda de percurso  $\alpha$  e distância de referência  $r_0$ . Portanto, a potência média recebida em um ponto distante  $d$  do transmissor é dada por [6]

$$P_R = \begin{cases} \frac{P_T \cdot c}{d^\alpha}, & \text{se } d > r_0 \\ \frac{P_T \cdot c}{r_0^\alpha}, & \text{se } d \leq r_0 \end{cases}$$

onde  $P_T$  é a potência de transmissão e  $c$  é uma constante que inclui todos os fatores comuns entre todos os sinais transmitidos.

Um terminal fonte que não consegue transmitir diretamente para o terminal destino utilizará os outros terminais da rede para estabelecer um enlace *multihop*. Assim, é importante fazer a distinção entre o par fonte-destino (estabelecido na camada de transporte) e o par transmissor-receptor (estabelecido na camada de enlace).

Será suposto que um terminal transmissor estabelece o seu enlace de comunicação com o seu vizinho mais próximo, independentemente da posição do último em relação ao terminal destino final. Esta suposição é certamente uma simplificação na modelagem, já que, muitas vezes, o vizinho mais próximo pode estar na direção oposta ao terminal destino final. Assim, na prática, o terminal mais próximo ao receptor pode não receber a mensagem, e sim outro que esteja em melhores condições. Será suposto que todos os terminais transmitem com a mesma potência fixa  $P_T$ .

A área da região de silêncio e, conseqüentemente, a capacidade da rede dependerão de diversos fatores, sendo que dois deles, o limiar de *SIR*  $\gamma$  e a densidade de terminais, são de especial interesse no contexto deste artigo. Esta área da região de silêncio será tanto maior quanto maior for o limiar  $\gamma$ . Por sua vez, este limiar dependerá dos esquemas de modulação e de codificação de canal empregados. Esquemas que consomem mais energia por bit para obter uma dada probabilidade de erro de bit necessitam de um maior raio de silêncio. A densidade de terminais também influencia a área de silêncio na medida em que cada terminal é um potencial interferente.

Dado que o modelo de canal de propagação inclui apenas a perda de percurso determinística, a região de silêncio será circular, de área  $A_S = \pi R_S^2$ . Portanto, a capacidade total da rede  $C_T$  será estimada como a soma das taxas de transmissões  $R_b$  dos enlaces ativos em um dado instante de tempo. O número de enlaces ativos  $N_a$  será estimado, por sua vez, como a razão entre a área total da rede e uma área da região de silêncio, ou seja, será suposto que as regiões de silêncio são disjuntas. Esta é outra suposição simplificadora, uma vez que um conjunto de terminais em silêncio pode pertencer a duas regiões de silêncio. No entanto, caso o modelo contemplasse regiões de silêncio não disjuntas, haveria, espacialmente, a possibilidade de surgimento de mais áreas de silêncio, o que aumentaria a intensidade da interferência. Conseqüentemente, haveria um aumento na área de cada região de silêncio necessária para atingir o limiar de *SIR*, reduzindo assim o número de enlaces ativos. Portanto, assumiremos que esta suposição não invalida os resultados finais.

A capacidade total da rede é dada por

$$C_T = N_a \cdot R_b = \left( \frac{R}{R_S} \right)^2 R_b \quad (1)$$

A capacidade de transporte  $C_{TP}$  será definida como o produto da capacidade total  $C_T$  e a distância média entre transmissor e receptor, denotada por  $d_1$ .

O uso da modelagem adotada neste artigo requer que seja especificado um valor limiar  $\gamma$  de *SIR*. Este limiar será determinado a partir de uma probabilidade de erro de símbolo máxima aceitável. Para a determinação do valor limiar  $\gamma$  para cada esquema de modulação, serão empregadas as já conhecidas expressões matemáticas da probabilidade de erro em função de *SNR* [7], aproximando-se a relação sinal-ruído pela relação sinal-interferência. Portanto, dadas a largura de espectro disponível à rede e a probabilidade de erro de símbolo, o limiar de *SIR*  $\gamma$  e a taxa de transmissão de bit  $R_b$  são determinados pelo esquema de modulação adotado. No que segue, será apresentado o desenvolvimento para o cálculo do raio da região de silêncio e a sua aplicação em diversos cenários.

### III. ESTIMATIVA DA CAPACIDADE

O procedimento central da estimativa da capacidade é o cálculo da área da região de silêncio. Este cálculo partirá da estimação da relação sinal-interferência em um enlace arbitrário,

$$SIR = \frac{P_R}{I_T} \quad (2)$$

em que  $P_R$  e  $I_T$  são as potências médias do sinal desejado e da interferência total, respectivamente. Contribuem para  $I_T$  todos os terminais transmissores fora da área de silêncio, de forma que  $I_T$  é uma função do raio da área de silêncio  $R_S$ .

Portanto, dado o limiar de SIR  $\gamma$  mínimo aceitável, podemos determinar o raio  $R_S$  mínimo necessário para garantir  $SIR \geq \gamma$ .

#### A. Potência do Sinal Desejado

Seguindo o modelo adotado, a potência  $P_R$  será determinada pela distância  $d_1$  entre o terminal transmissor e seu vizinho mais próximo. Considerando que os terminais são distribuídos aleatoriamente na área, seguindo uma distribuição uniforme, com densidade  $\rho$ , pode-se mostrar que a distância entre um dado terminal e o seu vizinho mais próximo obedece a uma densidade de probabilidade dada por [8]:

$$f_{r_1}(r) = 2\pi\rho \cdot r \cdot e^{-\pi r^2 \rho} \quad (3)$$

A distância média  $d_1$  entre um terminal e seu vizinho mais próximo é, então

$$d_1 = E[r_1] = \int_0^{\infty} r \cdot f_{r_1}(r) dr = \frac{1/2}{\sqrt{\rho}}. \quad (4)$$

Considerando o modelo de perda de percurso e a distância de referência  $r_0$ , a potência do sinal desejado no terminal receptor é calculada como:

$$P_R = \begin{cases} \frac{P_T \cdot c}{d_1^\alpha}, & \text{se } d_1 > r_0 \\ \frac{P_T \cdot c}{r_0^\alpha}, & \text{se } d_1 \leq r_0 \end{cases} \quad (5)$$

#### B. Potência do Sinal Interferente

A potência total do sinal interferente  $I_T$  observada pelo terminal receptor de um dado enlace ativo é resultado da combinação dos sinais interferentes produzidos pelos terminais transmissores (dos outros enlaces ativos) que estão localizados fora da região de silêncio daquele receptor de raio  $R_S$ . Por outro lado, cada terminal transmissor está associado a uma região de silêncio. Sendo assim, o número de terminais interferentes é igual ao número de regiões de silêncio que podem ser acomodadas na área total da rede. Caso tivéssemos adotado um modelo de canal com uma única expressão de perda de percurso para toda a faixa de valores de distância de separação entre transmissor e receptor (T-R)  $d$  ( $0 \leq d \leq R$ ), poderíamos formular uma expressão para a interferência  $I_T$ , da qual extrairíamos o valor desejado de  $R_S$ . No entanto, a adoção do modelo de canal de propagação que leva em conta a distância de referência exige que o procedimento para o cálculo de  $R_S$  a partir do valor de  $I_T$  seja iterativo. Este procedimento iterativo consiste em ajustar sucessivamente o valor  $R_S$  a partir do valor de  $I_T$  calculado com base em uma estimativa

anterior de  $R_S$ . O procedimento é iniciado considerando apenas um receptor e supondo que todos os terminais fora da sua área de silêncio são interferentes, determinando, assim, o valor de  $R_S$  que garante  $SIR \geq \gamma$ . Com este valor inicial de  $R_S$  a estimativa de  $I_T$  pode ser refinada, considerando que o número de terminais interferentes é igual ao número de regiões de silêncio. Com este novo valor de  $I_T$ , tem-se uma nova estimativa de  $R_S$ . Este procedimento é repetido até a convergência do valor de  $R_S$ .

Consideraremos que as potências individuais se combinam de maneira não coerente, de forma que  $I_T$  é a soma das potências individuais. O cálculo de  $I_T$  é baseado no modelo apresentado na Figura 1.

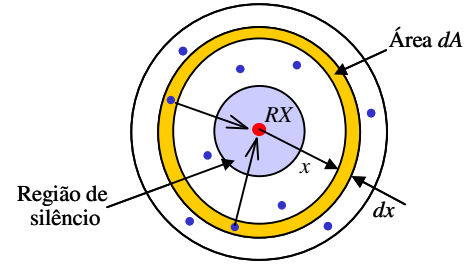


Figura 1: Modelo para o cálculo da interferência.

Todos os terminais localizados na área diferencial  $dA = 2\pi x dx$  produzirão a mesma interferência individual, dada por

$$I_i = \begin{cases} P_T c x^{-\alpha}, & \text{se } x > r_0 \\ P_T c r_0^{-\alpha}, & \text{se } x \leq r_0 \end{cases} \quad (6)$$

O número de terminais interferentes dentro de  $dA$  depende da densidade de interferentes  $\rho_i$ , que, por sua vez, depende do número de regiões de silêncio na área da rede. Portanto, a interferência total  $I_T$  é dada por

$$I_T = \int_{R_S}^R 2\pi\rho_i I_i x dx. \quad (7)$$

O procedimento completo do cálculo de  $I_T$  depende da relação entre a distância T-R  $d_1$  e a distância de referência  $r_0$ , como discutido a seguir.

#### Caso 1: $d_1 > r_0$

Neste primeiro caso, será suposto que todos os terminais interferentes estarão a uma distância superior a  $r_0$  até o terminal receptor onde a interferência é medida. Conseqüentemente, o raio da região de silêncio também será superior a  $r_0$ . Portanto, a interferência  $I_T$  é:

$$I_T = \frac{2\pi P_T c \rho_i}{\alpha - 2} (R_S^{2-\alpha} - R^{2-\alpha}) \quad (8)$$

para  $\alpha > 2$ , e conseqüentemente o valor de  $SIR$  é

$$SIR = \frac{(\alpha - 2)}{2\pi\rho_i d_1^\alpha (R_s^{2-\alpha} - R^{2-\alpha})} \quad (9)$$

Deve-se notar que a condição para o expoente de perda de percurso  $\alpha > 2$  não limita a abrangência dos resultados deste estudo, uma vez que esta condição é observada na maioria dos casos práticos graças às condições de propagação.

O valor do raio da região de silêncio que garante  $SIR \geq \gamma$  pode finalmente ser obtido a partir da expressão acima

$$R_s = \left( \frac{\alpha - 2}{2\pi\rho_i \gamma d_1^\alpha} + R^{2-\alpha} \right)^{1/(2-\alpha)}, \text{ para } \alpha > 2. \quad (10)$$

Portanto, o número de regiões de silêncio na área de serviço da rede é

$$N_a = \frac{\pi R^2}{\pi R_s^2} = \left( \frac{R}{R_s} \right)^2. \quad (11)$$

Finalmente, a densidade *corrigida* de terminais interferentes, denotada como  $\rho_i^c$ , é,

$$\rho_i^c = \frac{N_a}{\pi R^2} = \frac{1}{\pi R_s^2} \quad (12)$$

Com este novo valor de densidade de terminais interferentes, melhores estimativas da interferência total e do número de regiões de silêncio podem ser obtidas, substituindo  $\rho_i$  por  $\rho_i^c$  nas expressões (8) a (11). Este procedimento iterativo continua até a convergência do valor de  $R_s$ .

**Caso 2:**  $d_1 \leq r_0$

Neste situação, a potência do sinal desejado será limitada a  $P_R = P_T c r_o^{-\alpha}$ . Além disso, o raio  $R_s$  poderá resultar maior ou menor que  $r_0$ , levando a dois procedimentos distintos para o cálculo da potência  $I_T$ , como discutido a seguir.

**Caso 2a:**  $R_s < r_0$

Neste caso haverá terminais interferentes cujas distâncias  $d$  até o terminal receptor são inferiores à distância de referência  $r_0$ , e, portanto, suas potências interferentes individuais serão limitadas à  $I_i = P_T c r_o^{-\alpha}$ . Para o restante dos terminais interferentes, a potência de interferência será dada por  $I_i = P_T c d^{-\alpha}$ . Levando em conta estes dois casos no cálculo da interferência total  $I_T$  através de (7), obtém-se:

$$I_T = \pi P_T c \rho_i \left[ r_0^{2-\alpha} - \frac{R_s^2}{r_0^\alpha} + \frac{2}{\alpha-2} (r_0^{2-\alpha} - R_s^{2-\alpha}) \right] \quad (13)$$

O valor de  $SIR$  é dado por

$$SIR = \frac{(\alpha - 2)}{\pi\rho_i \left( r_0^2 - R_s^2 + \frac{2}{\alpha-2} (r_0^2 - R_s^{2-\alpha} r_0^\alpha) \right)} \quad (14)$$

e, finalmente, valor do raio da região de silêncio que garante  $SIR \geq \gamma$  é dada por

$$R_s = \sqrt{r_0^2 + \frac{2}{\alpha-2} (r_0^2 - R_s^{2-\alpha} r_0^\alpha) - \frac{1}{\rho_i \pi \gamma}} \quad (15)$$

A partir deste ponto, utiliza-se o restante do procedimento iterativo apresentado no item anterior para se obter o valor de  $R_s$  convergido.

**Caso 2a:**  $R_s > r_0$

Nesta situação todos os terminais interferentes se encontram além de  $r_0$  e a interferência total  $I_T$  e a relação  $SIR$  são dadas por

$$I_T = \frac{P_T c 2 \rho_i \pi}{\alpha - 2} (R_s^{2-\alpha} - R^{2-\alpha}) \quad (16)$$

$$SIR = \frac{(\alpha - 2)}{2\pi\rho_i r_0^\alpha (R_s^{2-\alpha} - R^{2-\alpha})}. \quad (17)$$

Finalmente, o raio de silêncio em cada iteração é obtido por

$$R_s = \left( \frac{\alpha - 2}{2\pi\rho_i r_0^\alpha} + R^{2-\alpha} \right)^{1/(2-\alpha)}. \quad (18)$$

A partir deste ponto, o procedimento para a obtenção do valor final de  $R_s$  é idêntico ao já apresentado.

Deve-se notar que no caso  $d_1 \leq r_0$ , não se sabe a princípio se o valor final de  $R_s$  resultará maior ou menor que  $r_0$ . Uma forma de resolver este impasse é supor uma hipótese e seguir o procedimento (Caso 2a ou Caso 2b) correspondente. A hipótese será confirmada ou não de acordo com o valor final de  $R_s$ .

### C. Cálculo da capacidade

Dado o valor do raio da região de silêncio, a capacidade total da rede é estimada como sendo o produto do número áreas de silêncio na área da rede (ou número de enlaces ativos) pela vazão de cada enlace:

$$C_T = \left( \frac{R}{R_s} \right)^2 R_b \text{ (b/s)} \quad (19)$$

A capacidade de transporte é aqui definida como o produto da vazão do enlace de um salto pela distância que os bits percorrem no enlace:

$$C_{TP} = \left( \frac{R}{R_s} \right)^2 R_b d_1 \quad (\text{b.m/s}) \quad (20)$$

No que segue são apresentados resultados numéricos da análise da capacidade.

#### IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta seção são apresentados resultados da análise da influência (i) do expoente de perda de percurso, (ii) da densidade de terminais e (iii) da probabilidade de erro aceitável na capacidade de transporte de uma rede *ad hoc multihop*, para diferentes esquemas de modulação PSK [7]. Será considerada uma rede de área total circular de raio  $R = 100$  m, em que todos os terminais têm pacotes para serem transmitidos. A distância de referência do modelo canal de propagação é fixado em  $r_0 = 1$  m. Os resultados de capacidade serão apresentados normalizados com relação à largura de banda disponível à rede *ad hoc*.

##### A. Influência do expoente de perda de percurso

A Figura 2 mostra a capacidade de transporte para diferentes esquemas de modulação em função do expoente de perda de percurso, supondo densidade de terminais  $\rho = 1$  ( $N = 31416$  terminais na área da rede). Os valores limiares de *SIR* para cada esquema de modulação foram ajustados para se conseguir uma probabilidade de erro de bit inferior a  $P_e = 10^{-6}$ .

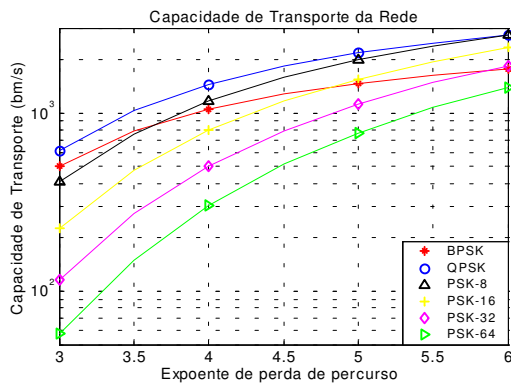


Figura 2: Capacidade de transporte em função do expoente de perda de percurso, para  $P_e = 10^{-6}$  e  $\rho = 1$ .

Observa-se pela figura um aumento na capacidade com o aumento do expoente de perda de percurso  $\alpha$ . O aumento de  $\alpha$  corresponde a uma maior atenuação do sinal pelo canal, o que reduz a interferência percebida pelos terminais receptores. Desta forma, áreas menores de silêncio serão necessárias para se garantir  $SIR \geq \gamma$ . Conseqüentemente, mais terminais podem transmitir simultaneamente.

A Figura 2 mostra também que o desempenho relativo entre os diversos esquemas de modulação muda com o valor do expoente de perda de percurso. Este comportamento relativo pode ser explicado com o auxílio da Tabela I, na qual são mostrados os valores de raio  $R_s$

e capacidade  $C_{TP}$  para dois valores distintos de expoente de perda de percurso  $\alpha$ . Como esperado, o uso de esquemas de modulação com um maior número de níveis de modulação exigirá maiores áreas de silêncio, o que diminuirá o número de enlaces ativos simultâneos e, conseqüentemente, a capacidade total da rede. No entanto, este menor número de enlaces ativos pode ser compensado pela maior taxa de transmissão conseguida com esquemas de modulação de muitos níveis. De fato, em situações com forte perda de percurso no canal (por exemplo,  $\alpha = 5$ , como exemplifica a Tabela I), os esquemas *M* PSK com  $M = 8$  e 16 superam o esquema BPSK. Portanto, conclui-se que o esquema de modulação mais adequado sob o ponto de vista de capacidade depende das características do canal de propagação. Em regiões em que a potência do sinal recebido cai lentamente com a distância (por exemplo, áreas abertas, regiões rurais, etc.) o uso de esquemas de modulação simples pode ser mais vantajoso. Por outro lado, regiões com muitos obstáculos para a propagação do sinal (por exemplo, centros de cidades), a capacidade é maximizada com o uso de esquemas de modulação mais complexos.

TABELA I: RAIOS DA ÁREA DE SILÊNCIO E CAPACIDADE DE TRANSPORTE PARA  $\alpha=3,5$  E  $\alpha=5$ . O VALOR LIMAR DE *SIR*  $\gamma$  FOI DETERMINADO PARA  $P_e = 10^{-6}$  E  $\rho=1$ .

Mod	$\gamma$ (dB) ( $P_e = 10^{-6}$ )	$R_s$ (m)		$C_{TP}$ (bps.m/Hz)	
		$\alpha = 3,5$	$\alpha = 5$	$\alpha = 3,5$	$\alpha = 5$
BPSK	7,5	1,78	1,30	790	1471
QPSK	10,8	2,20	1,51	1029	2179
8 PSK	16,1	3,13	1,94	766	2000
16 PSK	22,0	4,59	2,54	474	1556
32 PSK	27,9	6,79	3,34	271	1121
64 PSK	34,0	10,0	4,40	149	773

##### B. Influência da densidade de terminais

O aumento da densidade de terminais provoca dois efeitos imediatos: o primeiro é a redução da distância  $d_1$ , o que contribui para o aumento da potência do sinal desejado e, conseqüentemente, para a diminuição de  $R_s$  e aumento do número de enlaces ativos simultâneos. O segundo efeito é o aumento do número de terminais interferentes, o que aumenta a intensidade da interferência total. Este segundo efeito é compensado com o aumento de  $R_s$  para se garantir  $SIR \geq \gamma$ , o que diminui o número de enlaces ativos. A Figura 3 mostra o resultado combinado destes dois efeitos na capacidade  $C_{TP}$ , para  $\alpha = 3,5$  e  $P_e = 10^{-6}$ .

Conforme se pode verificar, quando se aumenta a densidade entre 0,1 e 0,25, o efeito preponderante é a diminuição da distância  $d_1$ , o que faz a capacidade de transporte crescer com a densidade. Por outro lado, para densidade maiores que  $\rho = 0,25$ , o aumento do número de interferentes provocado pelo aumento da densidade tem maior relevância na capacidade final. Observa-se também que o desempenho relativo entre os diversos esquemas de modulação não é alterado com o valor da densidade de terminais.

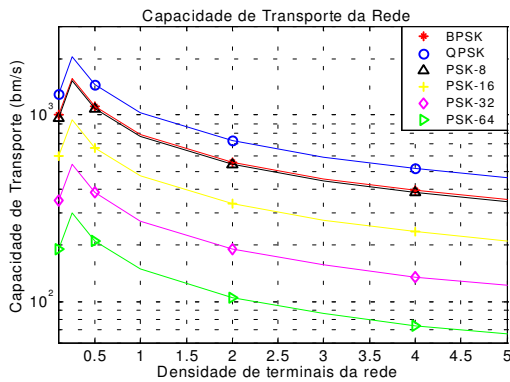


Figura 3: Capacidade de transporte em função da densidade de terminais da rede, para  $\alpha = 3,5$  e  $P_e = 10^{-6}$ .

Como se pode notar na Figura 3, os picos de capacidade ocorrem quando a densidade é exatamente 0,25, o que corresponde a distância entre terminal receptor e transmissor desejado igual à  $r_0$ . Isto foi confirmado para outras combinações de  $\alpha$ ,  $\rho$ ,  $P_e$  e  $r_0$ .

### C. Influência da probabilidade de erro de bits

Quando é possível trabalhar com valores maiores de taxa de erro de símbolo, a razão  $E_b/N_0$  requerida é menor, diminuindo assim o valor do raio de silêncio. Por conseqüência, a capacidade da rede tende a aumentar, como ilustra a Figura 4.

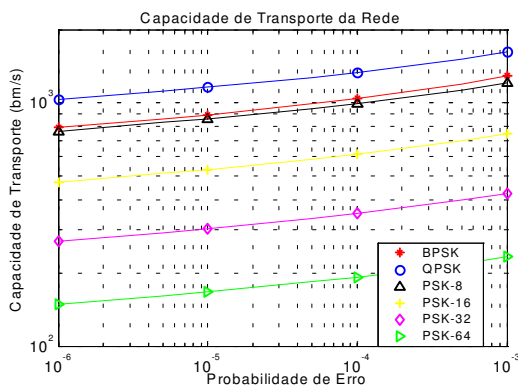


Figura 4: Capacidade da rede em função da variação da probabilidade de erro de símbolo para  $\alpha = 3,5$  e  $\rho = 1$ .

Novamente aqui, observa-se que a probabilidade de erro de símbolo não altera o desempenho relativo entre os diversos esquemas de modulação estudados.

## V. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma modelagem de uma rede ad hoc de canal singelo, com a qual foi possível avaliar os efeitos de diversos parâmetros da rede na sua capacidade de transporte  $C_{TP}$ . Esta modelagem é baseada na formação de regiões de silêncio em torno dos receptores, como uma forma de garantir o atendimento dos requisitos de SIR do enlace transmissor – receptor.

Observou-se que a atenuação provocada pelo canal no sinal recebido tem grande influência na capacidade e na escolha do esquema de modulação que maximiza a capacidade. Os resultados mostram que se o canal de propagação provocar forte atenuação no sinal transmitido e, portanto, na interferência observada por um receptor, esquemas de modulação com mais níveis de modulação provêm maior capacidade, apesar destes esquemas requererem maior energia de bit para uma dada probabilidade de erro de símbolo.

Foi verificado também, que a capacidade da rede é degradada com o aumento da densidade de terminais, quando esta é superior a 0,25, pois o aumento da quantidade de terminais interferentes prevalece sobre a diminuição da distância entre o receptor e o sinal desejado. Por outro lado, para  $\rho < 0,25$ , a capacidade é beneficiada por um aumento da densidade.

Por fim, verificou-se que o aumento da probabilidade de erro de símbolos  $P_e$  máxima aceitável aumenta a capacidade da rede, e que o desempenho relativo entre os diversos esquemas de modulação é invariante com relação ao valor de  $P_e$ .

## REFERÊNCIAS

- [1] Chlamtac, M. Conti, J.J.-N Liu, *MóBILE ad hoc networking: imperatives and challenges*, in ComputerScienceWeb.
- [2] I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, *Wireless Sensor Networks: a survey*, Computer Networks 38 (2002) 393-422.
- [3] P. Gupta and P.R. Kumar, *The capacity of wireless networks*, IEEE Transactions on information theory, 46(2): 388-404, March 2000
- [4] M. Glossglauser and D. Tse, *Mobility increases the capacity of ad hoc networks*. In Proc. IEEE Infocom, April 2000.
- [5] IEEE Computer Society LAN MAN Standards Committee. *Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*. New York, 1997, IEEE Std. 802.11-1997.
- [6] M. D. Yacoub, *Foundations of Mobile Radio Engineering*, CRC Press, 1993.
- [7] S. Haykin, *Communication Systems*, Wiley, 4<sup>th</sup> Edition, 2001.
- [8] H.R. Thompson, Distribution of distance to nth neighbour in a population of randomly distributed individuals, Ecology, vol. 37, no. 2, 1956.