

# AVALIAÇÃO CONJUNTA DO CONTROLE IMPERFEITO DE POTÊNCIA E MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL NA CAPACIDADE DE SISTEMAS DS/CDMA

Márcio Wagner Duarte Rolim e Paul Jean Etienne Jeszensky

LCS - Laboratório de Comunicações e Sinais da EPUSP  
Caixa Postal 61548 - São Paulo, SP

## SUMÁRIO

Este artigo procura mostrar que o comportamento estatístico das taxas de codificação utilizadas pelos *vocoders* durante os períodos de atividade vocal é de grande importância na estimativa da capacidade dos sistemas DS/CDMA que tiram proveito dessa característica peculiar na transmissão, como por exemplo o definido pelo padrão IS-95. A influência desse comportamento estatístico é analisada considerando diferentes fatores de atividade vocal e níveis de imperfeição no controle de potência.

## 1- INTRODUÇÃO

Na literatura a estimativa da capacidade de sistemas DS/CDMA é geralmente determinada partindo da capacidade obtida para um sistema sob controle perfeito de potência (CPP) e sem monitoramento da atividade vocal. O aumento e a redução de capacidade relacionados, respectivamente, ao monitoramento da atividade vocal (MAV) e ao controle imperfeito de potência (CIP) são expressos por meio de fatores independentes. Esses fatores multiplicam a estimativa inicial de capacidade com vistas a corrigi-la. O fator de correção relativo ao CIP é atrelado a determinada nível de imperfeição nesse controle. Já o fator relativo ao monitoramento considera que durante os períodos de atividade vocal o *vocoder* faz somente uso da taxa máxima e que nos períodos de silêncio não há transmissão de bits. Essas condições além de bastante restritivas são pouco realistas.

Neste trabalho a influência do comportamento estatístico do *vocoder* é analisada mediante certa figura de ganho de capacidade. Esse ganho consiste na relação entre a estimativa de capacidade do sistema DS/CDMA com CIP e MAV, sob o qual estipula-se um possível comportamento estatístico dos *vocoders* e a estimativa de capacidade do mesmo sistema, porém sob a situação hipotética de CPP e sem MAV. O ganho de capacidade é equivalente ao produto entre o fator de correção relativo ao CIP e o relativo ao MAV, ambos utilizados na estimativa convencional de capacidade.

## 2 – CONTROLE DE POTÊNCIA

### 2.1 - Modelagem do Link Reverso de um Sistema DS/CDMA sob CIP

A figura 1 apresenta o modelo proposto por Cameron e Woerner [Cam96] para o *link* reverso de um sistema DS/CDMA assíncrono, composto de uma célula isolada que não emprega o recurso de setorização e com capacidade para K usuários em

conversação. Cameron e Woerner determinaram um intervalo possível para a capacidade do sistema com certo nível de CIP, partindo de uma condição de pior e outra de melhor caso. Neste trabalho as condições de melhor e pior caso são abandonadas e a capacidade do sistema sob CIP estimada considerando condições médias.

Nesse modelo o sinal  $r(t)$  na entrada do receptor é expresso como:

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

sendo  $n(t)$  um ruído aditivo branco e Gaussiano (AWGN) com densidade espectral de potência unilateral  $N_0$ . O sinal  $s(t)$  resulta da soma dos sinais  $s_k(t)$ , com  $k=1, \dots, K$ , dos usuários submetidos ao CIP, todos na forma:

$$s_k(t) = \sqrt{2P} v_k b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \cos(\omega_c(t - \tau_k) + \theta_k) \quad (2)$$

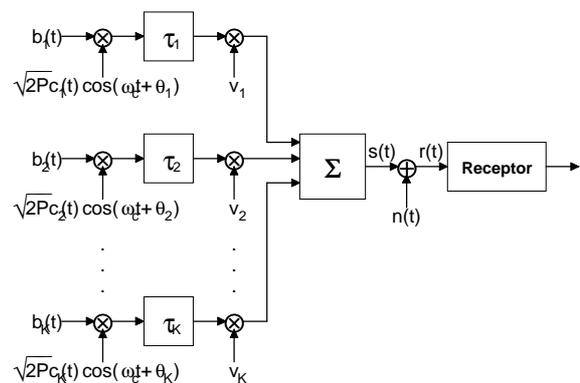


Figura 1: Modelagem do link reverso de um sistema DS/CDMA sob CIP.

Na expressão (2) tem-se que:

i)  $b_k(t - \tau_k)$  e  $c_k(t - \tau_k)$  são, respectivamente, o sinal de informação e o código de um usuário  $k$  que chegam ao receptor com um atraso  $\tau_k$ . Os sinais  $b_k(t)$  e  $c_k(t)$  são definidos como:

$b_k(t) = \pm 1$  no intervalo  $jT_b \leq t < (j+1)T_b$  para  $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ , sendo  $T_b$  o tempo de bit.

$c_k(t) = \pm 1$  no intervalo  $jT_c \leq t < (j+1)T_c$  para  $j = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$ , sendo  $T_c$  o tempo de chip.

A relação  $T_b/T_c$  determina o chamado ganho de processamento  $G_p$  e neste desenvolvimento considera-se ter um valor inteiro.

ii) Os termos  $\tau_k$  e  $\theta_k$  representam, respectivamente, o atraso e o ângulo de fase do sinal transmitido pelo usuário  $k$ . Esses atrasos e defasagens são variáveis aleatórias cujas funções densidade de probabilidade consideram-se uniformemente distribuídas nos intervalos  $0 \leq \tau_k < T_b$  e  $0 \leq \theta_k < 2\pi$ .

iii)  $\omega_c$  determina a frequência da portadora.

iv)  $P$  é uma constante que representa o nível de potência que se deseja para os sinais na entrada do receptor, obtido em uma condição de CPP.

v) O efeito do CIP é expresso pela variável aleatória  $v_k$ , na forma:

$$v_k = \sqrt{\frac{P_k}{P}} \quad (3)$$

na qual  $P_k$  representa o nível de potência com o qual um usuário  $k$ , sob CIP, chega no receptor da ERB.

A figura 2 mostra o diagrama do receptor DS/CDMA. No receptor, considera-se que o sinal de qualquer usuário tem como referência o sinal do usuário alvo, neste caso, o usuário "x".

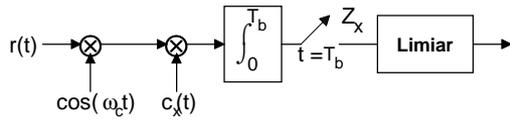


Figura 2: Modelagem do receptor DS/CDMA.

A variável aleatória  $Z_x$  é expressa na forma:

$$Z_x = \int_0^{T_b} r(t)c_x(t)\cos(\omega_c t)dt \quad (4)$$

Admitindo que as variáveis aleatórias  $v_k$  variam lentamente de modo a considerá-las constantes no intervalo de tempo de integração  $T_b$ , a equação (4) pode ser escrita como:

$$Z_x = \text{Inf}_x + \text{Interf}_x + \eta_x \quad (5)$$

O termo  $\text{Inf}_x$  representa a informação recebida do usuário "x" afetada pela incerteza  $v_x$  de seu CIP, expressa na forma:

$$\text{Inf}_x = b_x^{(0)} \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b v_x \quad (6)$$

sendo  $b_x^{(0)}$  o bit alvo, definido no intervalo de tempo  $[0, T_b]$ .

Já o termo  $\text{Interf}_x$  representa a interferência indesejada dos demais usuários, também chamada de MAI, escrita como:

$$\text{Interf}_x = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K v_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k) \quad (7)$$

onde:

$$I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k) = T_b^{-1} [b_k^{(-1)} R_{k,x}(\tau_k) + b_k^{(0)} \hat{R}_{k,x}(\tau_k)] \cos(\phi_k) \quad (8)$$

no qual  $\phi_k = \theta_k - \omega_c \tau_k$ . Os dados  $b_k^{(-1)}$  e  $b_k^{(0)}$  são bits consecutivos transmitidos pelo  $k$ -ésimo usuário no intervalo de tempo de um

bit do  $x$ -ésimo usuário.  $R_{k,x}(\tau)$  e  $\hat{R}_{k,x}(\tau)$  representam, respectivamente, as funções de correlação cruzada parciais par e ímpar.  $I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)$  tem média nula e valores distribuídos dentro do intervalo  $[-1, 1]$ , vide [Pet95].

E, por último, o termo  $\eta_x$  representa a interferência devida ao ruído branco gaussiano, expressa na forma:

A probabilidade de erro de bit  $P_e$  na saída do receptor é um fator limitante da capacidade do sistema. Admitindo que a transmissão dos dados seja equiprovável,  $P_e$  pode ser expressa como:

$$P_e = \text{Prob}[Z_x | b_x^{(0)} = -1 < 0] \quad (9)$$

A variável de decisão  $Z_x$  tem sua variância  $\text{var}[Z_x]$  determinada como:

$$\text{var}[Z_x] = \text{var}[\text{Inf}_x] + \text{var}[\text{Interf}_x] + \text{var}[\eta_x] \quad (10)$$

É imediato que:

$$\text{var}[\text{Inf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \text{var}[v_x] \quad (11)$$

Sabendo que a variância do produto de  $n$  variáveis aleatórias independentes  $y_j$ , com ao menos uma apresentando média nula, pode ser expressa na forma:

$$\text{var}\left[\prod_{j=1}^n y_j\right]_{\substack{E[y_1]=0 \\ \dots \\ E[y_n]=0}} = \prod_{j=1}^n E[y_j^2] \quad (12)$$

é possível escrever a  $\text{var}[\text{Interf}_x]$  como:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k] \text{var}[I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (13)$$

Já que  $I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)$  possui média nula e considerando que as seqüências são puramente randômicas com comprimento  $N$  ( $N=G_p$ ), tem-se que :

$$\text{var}[I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] = E[I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)^2] = \frac{1}{3G_p} \quad (14)$$

Tomando a expressão (14), (13) pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) \quad (15)$$

De acordo com resultados apresentados em [Rap96], tem-se que:

$$\text{var}[\eta_x] = \frac{N_0 T_b}{4} \quad (16)$$

Por meio das equações (11), (15) e (16), a variância de  $Z_x$  pode ser escrita como:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{PT_b^2}{2} \left[ \text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) + \frac{N_0}{2PT_b} \right] \quad (17)$$

Em virtude das variáveis aleatórias  $I_{k,x}$  ( $b_k, \tau_k, \phi_k$ ) e  $\eta_x$  apresentarem média nula, a  $E[Z_x]$  é expressa por:

$$E[Z_x] = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b E[v_x] \quad (18)$$

Para uma célula que comporte um grande número de usuários utilizando seqüências randômicas de espalhamento com período relativamente grande, é possível estimar, de acordo com o teorema do limite central, que a função densidade de probabilidade da variável de decisão  $Z_x$  tende a uma gaussiana. Desse modo,  $P_e$  pode ser estimada por meio da expressão:

$$P_e = Q\left(\frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left(E[v_x] \left( \text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2](K-1) + \left(2\frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \right)^{-1/2}\right) \quad (19)$$

na qual a razão  $E_b/N_0$  representa a relação sinal-ruído desejada na entrada do receptor, isso em uma condição de CPP.  $Q(x)$  é a integral de uma gaussiana normalizada de  $x$  a  $\infty$ . Admitindo que a razão  $E_b/N_0$  seja suficientemente grande, a expressão (19) pode ser simplificada e reescrita na forma:

$$P_e = Q\left(E[v_x] \left( \text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2](K-1) \right)^{-1/2}\right) \quad (20)$$

A imperfeição no controle de potência é refletida no nível da energia por bit de informação  $E_{bk}$ , com a qual o sinal de um usuário  $k$  chega no receptor da ERB.  $E_{bk}$  varia em torno do valor desejado  $E_b$  seguindo uma distribuição estatística do tipo log-normal [Pri96]. Dessa forma,  $E_{bk}$  é expressa por:

$$E_{bk} = E_b 10^{(\xi_k/10)} \quad (21)$$

na qual  $\xi_k$  é uma variável aleatória gaussiana com média zero e desvio padrão  $\sigma_\xi$ . Pode-se afirmar que quanto maior o valor de  $\sigma_\xi$ , expresso em dB, mais imperfeito é o controle de potência. Particularmente, a condição ideal de um CPP é obtida com  $\sigma_\xi=0$  dB. De acordo com citação em [Vit93], experimentalmente, verifica-se que o desvio padrão  $\sigma_\xi$  apresenta valores compreendidos entre 1 e 2 dB. A variável aleatória  $v_k$  é obtida da equação (21) e expressa na forma:

$$v_k = 10^{(\xi_k/20)} \quad (22)$$

cujá fdp é escrita como:

$$f_{v_k}(v_k) = \frac{20\log(e)}{\sqrt{2\pi}\sigma_\xi v_k} \exp\left[-\frac{(20\log(v_k))^2}{2\sigma_\xi^2}\right] \quad (23)$$

Com esse resultado é possível determinar tanto  $E[v_k]$  quanto  $\text{var}[v_k]$  e expressá-las como:

$$E[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma_\xi^2}{8}\right)} \quad (24)$$

$$\text{var}[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma_\xi^2}{2}\right)} - e^{\left(\frac{\sigma_\xi^2}{4}\right)} \quad (25)$$

nas quais  $\sigma$  é definido como:

$$\sigma = \frac{\sigma_\xi}{10\log(e)} \quad (26)$$

Para um sistema sob CPP tem-se que  $\text{var}[v_x]=0$  e  $E[v_x]=1$ . Dessa forma, a probabilidade média de erro de bit é expressa como:

$$P_e = Q\left(\left(\frac{1}{3G_p}(K'-1)\right)^{-1/2}\right) \quad (27)$$

na qual  $K'$  representa a capacidade do *link* reverso, considerando uma condição ideal de CPP.

### 3 – MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL

Define-se fator de atividade vocal (FAV) como o percentual do tempo de duração da chamada sobre o qual o usuário transmite sinal de voz no canal. Em sistemas móveis o ruído de fundo e as vibrações podem ativar o detetor de atividade de voz. Sendo assim, o fator de atividade de voz médio em sistemas desse tipo é 50% [Rap96].

Em sistemas DS/CDMA, uma forma de reduzir MAI é diminuir a energia contida em cada *frame* transmitido por um usuário. O vocoder, utilizado no padrão IS-95, durante os períodos em que não há atividade vocal faz o usuário transmitir bits a uma taxa de 1200 bps, enquanto que nos períodos de atividade vocal essa taxa pode ser de 2400, 4800 ou 9600 bps.

De acordo com a figura 3, cada *frame* de 20 ms transmitido no *link* reverso é composto, dependendo da taxa, de 2, 4, 8 ou 16 grupos de 12 bits, denominados de grupo de controle de potência. O sistema se encarrega de dispor de forma aleatória esses grupos dentro do *frame*. Dessa forma, dentro do período de um *frame* o sistema pode transmitir por todos os 20 ms ou em intervalos de 1,25 ms, determinados aleatoriamente.

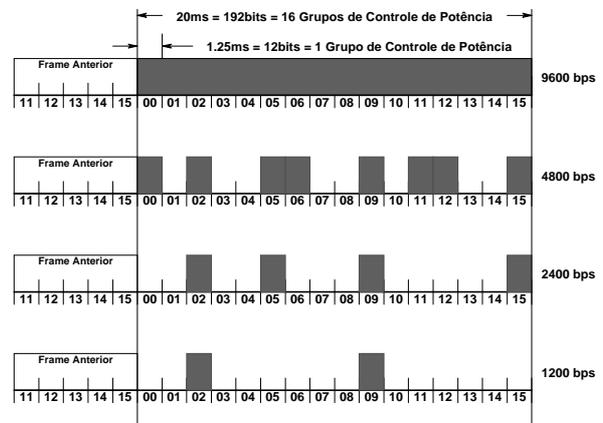


Figura 3: Grupos de controle de potência transmitidos em função da taxa de bit.

### 3.1 – Determinação da Figura de Mérito: Ganho de Capacidade

Admitindo que em relação a determinado usuário, o efeito produzido pelos demais usuários transmitindo *frames* a taxas variáveis seja o mesmo que o obtido em uma transmissão hipotética à taxa máxima de 9600 bps com bits em um nível de energia  $E_b$  igual a:

$$E_b = PT_b \alpha^2 \quad (28)$$

sendo  $P$  a potência do sinal sob uma condição de CPP,  $T_b$  o tempo de bit e  $\alpha$  uma variável que, de acordo com a taxa 1200, 2400, 4800 ou 9600 bps, pode assumir respectivamente os valores 0,125, 0,25, 0,5 ou 1. Com base na modelagem do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob CIP, descrito no item (2.1), a  $\text{var}[\text{Interf}_x]$  pode ser reescrita como:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k \alpha_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (29)$$

Fazendo uso dos resultados das equações (12) e (14), (29) pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \quad (30)$$

A variância de  $Z_x$  passa a ser determinada pela expressão:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{PT_b^2}{2} \left[ \text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \right] \quad (31)$$

A  $E[Z_x]$  é dada por (18) e ao ratificar a tendência da função densidade de probabilidade da variável  $Z_x$  comportar-se como uma gaussiana,  $P_e$  pode ser estimada pela expressão:

$$P_e = Q \left( \frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}} \right) = Q \left( E[v_x] \left( \text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \right)^{-1/2} \right) \quad (32)$$

A variável aleatória  $v_x$  tem sua  $E[v_x]$  e  $\text{var}[v_x]$  respectivamente determinadas pelas equações (24) e (25). Em relação à caracterização estatística da variável aleatória  $\alpha$  torna-se necessário conhecer tanto a estimativa do FAV  $\beta$  dos usuários quanto a estimativa do uso que o *vocoder* faz das diferentes taxas de bits durante a codificação dos *frames* de sinal de voz.

Retomando a equação (27) que estima  $P_e$  de um sistema sob CPP, o ganho médio obtido com o emprego do recurso de monitoramento da atividade vocal sob uma condição de CIP pode ser estimado igualando o argumento da função  $Q(x)$  das equações (20) e (27), resultando na expressão:

$$G = \frac{K}{K'} = \frac{E[v_x^2] E[\alpha^2] + (K' - 1) E[v_x]^2 - 3G_p \text{var}[v_x]}{K' E[v_x^2] E[\alpha^2]} \quad (33)$$

Dessa forma, com base em um critério puramente arbitrário de desempenho dos *vocoders*, definiram-se três possíveis fdps para a variável  $\alpha$ .

1) Situação 1. Considera-se que durante os períodos de atividade vocal os *frames* são transmitidos à taxa máxima de 9600 bps. Sendo assim, fdp de  $\alpha$  é definida como:

$$P_1(\alpha) = \beta \delta(\alpha - 1) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (34)$$

e o segundo momento da variável aleatória  $\alpha$ ,  $E[\alpha^2]$ , pode ser expresso como:

$$E[\alpha^2] = \frac{63\beta + 1}{64} \quad (35)$$

2) Situação 2. Estipula-se que durante os períodos de atividade vocal 50% dos *frames* são transmitidos com taxa de 9600 bps, 25% à taxa de 4800 bps e os 25% restantes à taxa de 2400 bps, resultando em escrever uma fdp na forma:

$$P_2(\alpha) = 0,5\beta \delta(\alpha - 1) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (36)$$

e em expressar  $E[\alpha^2]$  como:

$$E[\alpha^2] = \frac{36\beta + 1}{64} \quad (37)$$

3) Situação 3. Admite-se que durante os períodos de atividade vocal 25% dos *frames* são transmitidos com taxa de 9600 bps, 50% à taxa de 4800 bps e os 25% restantes à taxa de 2400 bps, o que resulta em expressar a fdp como:

$$P_3(\alpha) = 0,25\beta \delta(\alpha - 1) + 0,5\beta \delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (38)$$

e o  $E[\alpha^2]$  na forma:

$$E[\alpha^2] = \frac{24\beta + 1}{64} \quad (39)$$

De acordo com as figuras 4, 5 e 6, um sistema celular DS/CDMA com  $G_p=128$  e  $P_e=10^{-3}$ , cujo o nível  $\sigma_\xi$  de imperfeição no controle de potência seja de 1dB e admita que seus usuários possuam um FAV médio  $\beta$  igual a 0,5, tem como estimativas para o ganho médio de capacidade do *link* reverso nas situações 1, 2 e 3 os valores respectivamente iguais a 1,69, 2,85 e 4,16.

No cálculo convencional da estimativa de capacidade, o fator de correção relativo ao CIP é igual a 0,85, isso numa condição de  $\sigma_\xi=1\text{dB}$ . Já o fator relativo ao MAV é determinado invertendo o valor de  $\beta$ . Dessa forma, para  $\sigma_\xi=1\text{dB}$  e  $\beta=0,5$  tem-se  $G=0,85 \cdot 2,0=1,70$ .

## 4 - CONCLUSÕES

Comparando os resultados de ganho de capacidade nas condições de  $\sigma_\xi=1\text{dB}$  e  $\beta=0,5$ , observa-se que convencionalmente a estimativa de capacidade de sistemas DS/CDMA, definidos no padrão IS-95, é a de pior caso. O conhecimento do comportamento estatístico dos *vocoders* possibilita aos projetistas melhor estimar a capacidade desses sistemas.

Este trabalho propicia uma metodologia de cálculo que permite estimar o impacto de novos *vocoders* na capacidade de sistemas celulares DS/CDMA que utilizam taxa de bit variável durante os períodos de atividade vocal. Detalhes adicionais podem ser encontrados em [Rol00].

## 5 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Cam96] Cameron, R.; Woerner, B. **Performance analysis of CDMA with imperfect power control.** *IEEE Transactions on Communications*, v.44, n.7, p.777-81, July 1996.

[Pri96] Prisolli, F. D.; Sestini, F. **Effects of imperfect power control and user mobility on a CDMA cellular network.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.14, n.9, p.1809-16, Dec. 1996.

[Pet95] Peterson, R. L.; Ziemer, R. E.; Borth, D. E. **Introduction to spread spectrum communications.** New Jersey: Prentice Hall PTR, 1995. 695 p.

[Rap96] Rappaport, T. S. **Wireless communications: principles and practice.** New Jersey: Prentice Hall PTR, 1996. 641p.

[Rol00] Rolim, M. W. D. **Tópicos sobre a determinação da capacidade de sistemas DS/CDMA.** Dissertação de mestrado, EPUSP, 2000, 156p.

[Vit93] Viterbi, A. M.; Viterbi, A. J. **Erlang capacity of a power controlled CDMA system.** *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v.11, n.6, p.892-900, Aug. 1993.

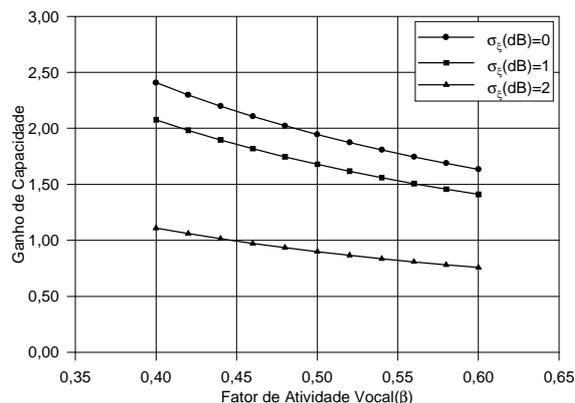


Figura 4: Ganho de capacidade na situação 1

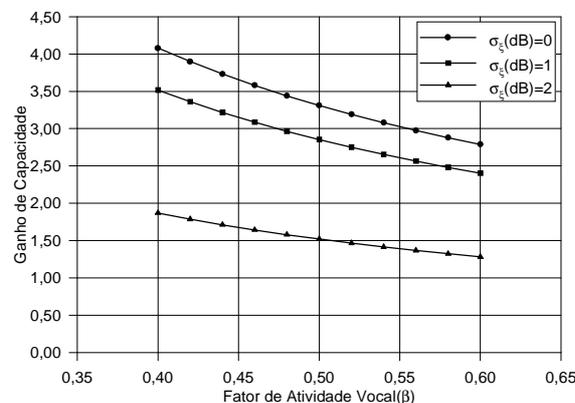


Figura 5: Ganho de capacidade na situação 2

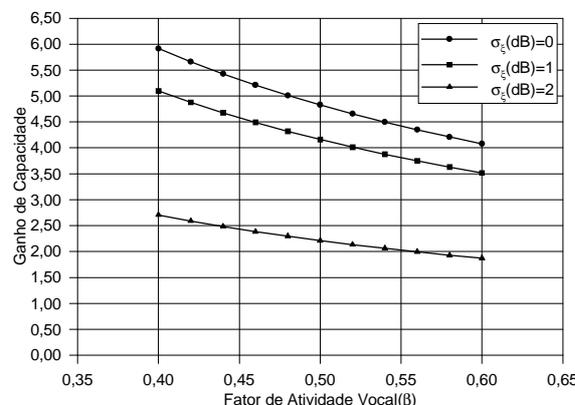


Figura 6: Ganho de capacidade na situação 3