

INFLUÊNCIA DE UM 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

Neste artigo examina-se a influência conjunta de um controle imperfeito de potência e do monitoramento da atividade vocal sobre a capacidade de sistemas DS/CDMA

1- INTRODUÇÃO

Na literatura a capacidade de sistemas DS/CDMA é geralmente determinada em condições idealizadas, vide [Rap96] por exemplo, e os desvios dessa condição ideal são incorporados na expressão final com termos que diminuem, ou aumentam, essa capacidade segundo fatores independentes. Assim, os efeitos devidos à setorização, redução por soft handoff etc são considerados como fatores multiplicativos, e esse raciocínio admite implicitamente uma alteração da MAI (Multiple Access Interference) isolada para cada efeito. Mostra-se nesse artigo que a influência da atividade vocal e do controle imperfeito de potência é melhor representada quando considerada em conjunto. Os resultados apresentados para o link reverso são mais realistas do ponto de vista de projeto de sistemas.

2 – CONTROLE DE POTÊNCIA

2.1 - Modelagem do Link Reverso de um Sistema DS/CDMA sob Controle Imperfeito de Potência

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. Essa modelagem tem como finalidade estimar a redução de capacidade no *link* reverso promovida por um controle imperfeito de potência, tendo como parâmetro comparativo a capacidade K' resultante de uma condição ideal de controle de potência.

Nesse modelo o sinal $r(t)$ na entrada do receptor é expresso como [Pur77]:

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

sendo que $n(t)$ representa o efeito resultante de todas as interferências introduzidas pelo canal de transmissão e modelado como um ruído aditivo branco e Gaussiano (AWGN), com densidade espectral de potência N_0 . O sinal $s(t)$ resulta da soma dos sinais $s_k(t)$, com $k=1, \dots, K$, dos K usuários submetidos ao controle imperfeito de potência, todos na forma:

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

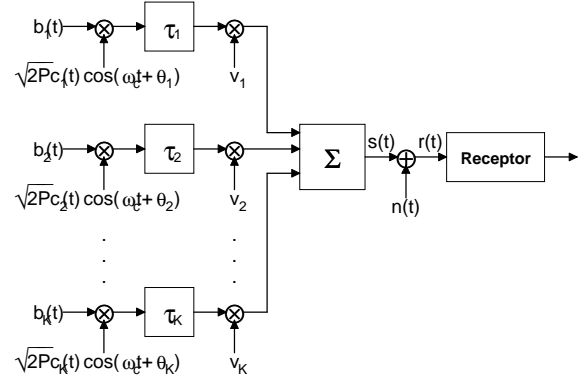


Figura 1: Modelagem do link reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência.

Na expressão (2) tem-se que:

i) $b_k(t - \tau_k)$ e $c_k(t - \tau_k)$ representam respectivamente o sinal de informação e o código de um usuário k que chegam ao receptor com um atraso τ_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 τ_k e θ_k representam respectivamente o atraso de propagação 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 sobre os intervalos $0 \leq \tau_k < T_b$ e $0 \leq \theta_k < 2\pi$, respectivamente.

iii) ω_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 controle perfeito de potência.

v) O efeito do controle imperfeito de potência 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 controle imperfeito de potência chega no receptor da ERB. Dessa forma, a variável v_k tem sua função densidade de probabilidade determinada pela função densidade de probabilidade apresentada pela variável aleatória P_k .

A figura 2 mostra o diagrama do receptor do sinal $r(t)$, no qual se admite que primeiramente o sinal $r(t)$ é transladado em frequência para banda base, para então ser multiplicado por uma réplica da sequência de espalhamento $c_x(t)$ em sincronismo com a do transmissor, sendo que a escolha de $c_x(t)$ deve-se ao fato de se desejar receber informações referentes ao usuário x . Em seguida, esse sinal entra em um correlador que no instante T_b apresenta como resposta uma variável aleatória Z_x .

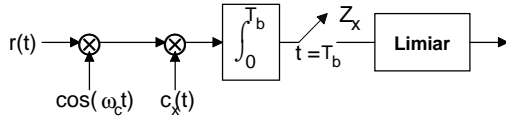


Figura 2: Modelagem do receptor DS/CDMA.

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 e supondo que o receptor possua uma curva de resposta abaixo de $2\omega_c$, a equação (4) pode ser escrita como:

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

O termo Inf_x representa a informação recebida do usuário "x" afetada pela incerteza v_x de seu controle imperfeito de potência, expressa na forma:

$$\text{Inf}_x = b_0^{(x)} \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b v_x \quad (6)$$

no qual o dado desejado é $b_0^{(x)} \in \{-1, 1\}$, definido sobre o intervalo de tempo $[0, T_b]$. Já o termo Interf_x representa a interferência indesejada dos demais usuários, também chamada de MAI, escrita como:

$$\text{Interf}_x = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \frac{\sqrt{2P}}{2} v_k \int_0^{T_b} b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_x(t) \cos(\phi_k) dt \quad (7)$$

no qual $\phi_k = \theta_k - \omega_0 \tau_k$. Observando os intervalos de integração e considerando as funções de correlação cruzada parciais par e ímpar, respectivamente definidas por:

$$R_{k,x}(\tau) = \int_0^{\tau} c_k(t - \tau) c_x(t) dt \quad (8)$$

$$\hat{R}_{k,x}(\tau) = \int_{\tau}^{T_b} c_k(t - \tau) c_x(t) dt \quad (9)$$

A equação (7) pode ser reescrita da seguinte maneira:

$$\text{Interf}_x = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K v_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k) \quad (10)$$

onde:

$$I_{k,x}(b_k, \tau, \phi) = T_b^{-1} [b_{-1}^{(k)} R_{k,x}(\tau) + b_0^{(k)} \hat{R}_{k,x}(\tau)] \cos(\phi) \quad (11)$$

na qual $b_{-1}^{(k)}$ e $b_0^{(k)}$ são dois bits de dados consecutivos transmitidos pelo k -ésimo usuário no intervalo de tempo de um bit do x -ésimo usuário. Essa parcela é denominada de interferência de múltiplo acesso normalizada na saída do x -ésimo receptor devida ao k -ésimo sinal interferente e tem seus resultados limitados ao intervalo $[-1, 1]$. E, por último, o termo η_x representa a interferência devida ao ruído branco gaussiano, expressa na forma:

$$\eta_x = \int_0^{T_b} n(t) c_x(t) \cos(\omega_c t) dt \quad (12)$$

Devido à incerteza da variável de decisão Z_x , faz-se necessário estimar a probabilidade média de erro de bit P_e na saída do receptor. Observa-se que P_e é um fator limitante da capacidade do sistema. Admitindo que a transmissão dos dados seja equiprovável, P_e pode ser expressa como:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{Pr ob}[Z_x | b_0^{(x)} = 1 < 0] + \frac{1}{2} \text{Pr ob}[Z_x | b_0^{(x)} = -1 > 0] \quad (13)$$

Considerando a simetria do problema, a equação (13) pode ser reescrita na forma:

$$P_e = \text{Pr ob}[Z_x | b_0^{(x)} = 1 < 0] \quad (14)$$

A variável de decisão Z_x , expressa em (5), tem sua variância $\text{var}[Z_x]$ e sua média $E[Z_x]$ respectivamente determinadas como:

$$\text{var}[Z_x] = \text{var}[\text{Inf}_x] + \text{var}[\text{Interf}_x] + \text{var}[\eta_x] \quad (15)$$

sendo que:

$$\text{var}[\text{Inf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \text{var}[v_x] \quad (16)$$

E, de acordo com resultados apresentados por Pursley [Pur77], tem-se que:

$$\text{var}[\eta_x] = \frac{N_0 T_b}{4} \quad (17)$$

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (18)$$

A variável aleatória $I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)$ possui média nula e, considerando seqüências randômicas de comprimento N ($N=G_p$), tem sua variância determinada pela expressão:

$$\text{var}[I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)] = E[I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)^2] = \frac{1}{3G_p} \quad (19)$$

A variância do produto de n variáveis aleatórias independentes y_j , com ao menos uma apresentando média nula, pode ser determinada pela expressão:

$$\text{var}\left[\prod_{j=1}^n y_j\right] \Big|_{\substack{E[y_1]=0 \\ \text{e/ou} \\ E[y_2]=0 \\ \dots \text{e/ou} \\ E[y_n]=0}} = \prod_{j=1}^n E[y_j^2] \quad (20)$$

De posse do segundo momento da variável $I_{k,x}(b_k, \tau, \phi)$ e utilizando a propriedade expressa em (20), a equação (18) pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{P T_b^2}{2} \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) \quad (21)$$

Por meio das equações (16), (17) e (21), a variância de Z_x pode ser escrita como:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{P T_b^2}{2} \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) + \frac{N_0}{2P T_b} \right] \quad (22)$$

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

$$E[Z_x] = \frac{\sqrt{2P}}{2} T_b E[v_x] \quad (23)$$

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:

$$P_e = Q\left(\frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}}\right) = Q\left(E[v_x] \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) + \left(2 \frac{E_b}{N_0}\right)^{-1} \right]^{-1/2}\right) \quad (24)$$

na qual a razão E_b/N_0 representa a relação sinal-ruído na entrada do receptor e $Q(x)$ é a integral de uma gaussiana normalizada de x a ∞ . Admitindo que a razão E_b/N_0 seja suficientemente grande, de modo que na equação (24) o termo $(2 E_b/N_0)^{-1}$ possa ser considerado de pouca influência quando comparado aos demais, P_e pode ser reescrita na forma:

$$P_e = Q\left(E[v_x] \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_p} E[v_x^2] (K-1) \right]^{-1/2}\right) \quad (25)$$

Para um sistema sob controle perfeito de potência, tem-se que $\text{var}[v_x]=0$ e $E[v_x]=1$ e a probabilidade média de erro de bit pode ser obtida por meio da equação (25) resultando:

$$P_e = Q\left(\left(\frac{1}{3G_p} (K'-1)\right)^{-1/2}\right) \quad (26)$$

na qual K' representa a capacidade do *link* reverso, considerando uma condição ideal de controle perfeito de potência.

2.2 – Perda de Capacidade devida ao Controle Imperfeito de Potência

Para que o sistema sob controle imperfeito de potência tenha o mesmo desempenho que o apresentado sob uma condição ideal de controle perfeito de potência, isso em termos de probabilidade média de erro de bit, é necessário que K' sofra uma redução. Igualando o argumento da função $Q(x)$ das equações (25) e (26) é possível determinar um fator F_R que promove essa redução de capacidade; e expressá-lo na forma:

$$F_R = \frac{K'}{K} = \frac{E[v_x^2] + (K'-1)E[v_x]^2 - 3G_p \text{var}[v_x]}{K' E[v_x^2]} \quad (27)$$

Priscoli e Sestini [Pri96], consideram que 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 controladora da chamada. Assim, E_{bk} apresenta uma variação em torno do valor desejado E_b , de acordo com uma distribuição do tipo log-normal. Dessa forma, E_{bk} é expressa por:

$$E_{bk} = E_b 10^{(\xi_k/10)} \quad (28)$$

na qual ξ_k é uma variável aleatória gaussiana com média zero e desvio padrão σ_ξ . Pode-se afirmar que quanto maior o valor de σ_ξ , expresso em dB, mais imperfeito é o controle de potência. Particularmente, a condição ideal de um controle perfeito de potência é obtida com $\sigma_\xi=0$ dB. De acordo com a citação de Viterbi e Viterbi [Vit93], experimentalmente, verifica-se que o desvio padrão σ_ξ apresenta valores compreendidos entre 1 e 2 dB. A variável aleatória v_k pode ser obtida por meio da equação (28), resultando na expressão:

$$v_k = 10^{(\xi_k/20)} \quad (29)$$

cujas função densidade de probabilidade é escrita, ver Papoulis [Pap91], na forma:

$$f_{v_k}(v_k) = \frac{20 \log(e)}{\sqrt{2\pi} \sigma_\xi v_k} \exp\left[-\frac{(20 \log(v_k))^2}{2\sigma_\xi^2}\right] \quad (30)$$

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

$$E[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma^2}{8}\right)} \quad (31)$$

$$\text{var}[v_k] = e^{\left(\frac{\sigma^2}{2}\right)} - e^{\left(\frac{\sigma^2}{4}\right)} \quad (32)$$

nas quais σ é definido como:

$$\sigma = \frac{\sigma_\xi}{10 \log(e)} \quad (33)$$

Com as equações (26), (27), (31) e (32) é possível determinar a curva que expressa o fator F_R como função da imperfeição no

controle de potência denotada pelo desvio padrão σ_ξ . A figura 3 apresenta a curva do fator de redução de capacidade (F_R) do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle perfeito de potência com $G_p=128$ e que admita uma probabilidade média de erro de bit P_e igual a 10^{-3} .

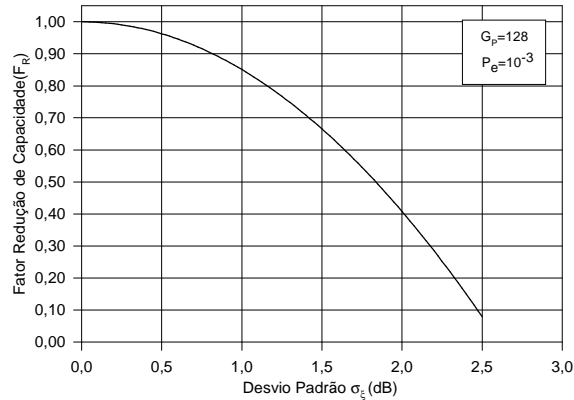


Figura 3: Impacto do controle imperfeito de potência na redução de capacidade do *link* reverso.

Com base nessa curva, tem-se que para um desvio padrão σ_ξ variando entre 1 e 2 dB o *link* reverso sofre uma redução de capacidade entre 14,82 % e 57,93%.

3 – MONITORAMENTO DA ATIVIDADE VOCAL

Define-se fator de atividade vocal como o percentual do tempo de duração da chamada em que se identifica a presença de sinal de voz no canal; caracterizada quando o nível desse sinal encontra-se acima de determinado limiar.

No trabalho de Fraser et al. [Fra61], verifica-se em um experimento realizado com 74 pessoas em 32 conversações telefônicas que ao se considerar como sinal de voz todo sinal com nível acima de -40 dBm tem-se, em média, cada canal apresentando atividade vocal em cerca de 40% do tempo de duração da conversação. Já um experimento conduzido por Brady [Bra68] com 32 pessoas em 16 conversações telefônicas, fazendo uso de um detector de voz com limiares em -45dBm, -40dBm e -35dBm, observa-se que utilizando o limiar de decisão em -40dBm, em média, cada canal apresenta um fator de atividade vocal de 39,5%, sendo que o desvio padrão apresentado pelas amostras é de 8,37%. Em sistemas móveis o ruído de fundo e as vibrações podem ativar o detector de atividade de voz. Sendo assim, um fator de atividade de voz médio em sistemas desse tipo é de 50% [Rap96].

Em sistemas DS/CDMA, definidos no padrão IS-95, uma forma de reduzir MAI é diminuindo a energia contida em cada *frame* transmitido por um usuário; fazendo uso de *vocoders* com a taxa de transmissão de bits em um nível mínimo nos períodos de ausência de atividade vocal e em três possíveis níveis nos períodos de atividade vocal. Dessa forma, diminuindo-se a interferência que cada usuário causa nos demais é possível proporcionar um aumento de capacidade ao sistema.

O *vocoder* utilizado no padrão IS-95 é do tipo CELP (*Coded Excited Linear Predictive*). Nesse tipo de *vocoder* para cada

trecho de 20 ms (*frames*) de sinal de voz além de determinar se o segmento é vocálico ou não-vocálico e obter, fazendo uso de técnicas de predição linear, os coeficientes do filtro sintetizador de voz, encontra, dentre um conjunto de sinais estocásticos (ruído branco Gaussiano de média nula), o que melhor sintetiza o trecho vocálico quando utilizado como excitação do filtro sintetizador. Essas informações, codificadas em seqüências de bits, são transmitidas e no receptor, outro filtro sintetizador reconstitui a versão aproximada do trecho de voz.

Durante os períodos em que não há atividade vocal, a taxa de bit na entrada do codificador convolucional é de 1200 bps enquanto que nos períodos de atividade vocal a taxa de bit pode ser de 2400, 4800 ou 9600 bps. Quanto maior a taxa, melhor a fidelidade do trecho de voz sintetizado.

De acordo com a figura 4, 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. No *link* direto, a transmissão à taxa de 9600 bps ocorre da mesma forma que a do *link* reverso. Porém, para transmitir em taxas mais baixas cada bit em um grupo de controle de potência tem sua largura estendida e sua potência reduzida por um fator 2, 4 ou 8 vezes, respectivamente de acordo com as taxas de 4800, 2400 e 1200 bps. Sendo assim, a transmissão no *link* direto ocorre de forma contínua, mas com potência reduzida.

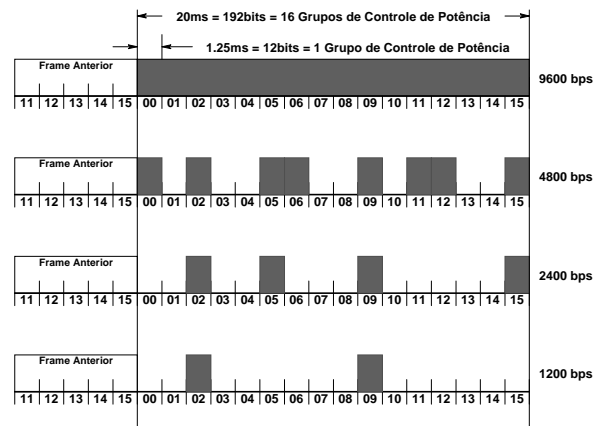


Figura 4: Grupos de controle de potência transmitidos em função da taxa de bit.

De posse dessas informações, tem-se como objetivo determinar o ganho médio de capacidade do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência fazendo uso do recurso de monitoramento da atividade vocal. Essa determinação será em relação ao *link* reverso de um sistema no qual o controle de potência é perfeito, porém não se utiliza o recurso de monitoramento da atividade vocal.

3.1 – Ganho de Capacidade devido ao Monitoramento da Atividade Vocal

Admitindo que para o cálculo do ganho médio de capacidade obtido com a transmissão de *frames* a taxas variáveis o efeito de

transmitir *frames* à taxa variável seja o mesmo que o obtido com a recepção à taxa máxima de 9600 bps, porém com bits em um nível de energia E_b igual a:

$$E_b = PT_b \alpha \quad (34)$$

sendo P a potência do sinal sob uma condição de controle perfeito de potência, T_b o tempo de bit e α 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. Em virtude da taxa de transmissão de bits constituir-se em um evento aleatório, α , na realidade, é uma variável aleatória discreta. Com base na modelagem do *link* reverso de um sistema DS/CDMA sob controle imperfeito de potência, descrito no item (2.1), a interferência pode ser reescrita:

$$\text{Interf}_x = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \sqrt{\frac{P}{2}} v_k \alpha_k \int_0^{T_b} b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) c_x(t) \cos(\phi_k) dt \quad (35)$$

e analogamente à (10):

$$\text{Interf}_x = \sqrt{\frac{P}{2}} T_b \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K v_k \alpha_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k) \quad (36)$$

A probabilidade média de erro de bit P_e , fator limitante da capacidade do sistema, é expressa pela equação (14). A variância $\text{var}[\text{Interf}_x]$ é dada por:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq x}}^K \text{var}[v_k \alpha_k I_{k,x}(b_k, \tau_k, \phi_k)] \quad (37)$$

Fazendo uso dos resultados das equações (19) e (20), a equação anterior pode ser reescrita na forma:

$$\text{var}[\text{Interf}_x] = \frac{PT_b^2}{2} \frac{1}{3G_P} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \quad (38)$$

A variância de Z_x é determinada pela expressão:

$$\text{var}[Z_x] = \frac{PT_b^2}{2} \left[\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_P} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \right] \quad (39)$$

A $E[Z_x]$ é dada por (23) 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:

$$P_e = Q \left(\frac{E[Z_x]}{\sqrt{\text{var}[Z_x]}} \right) = Q \left(E[v_x] \left(\text{var}[v_x] + \frac{1}{3G_P} E[v_x^2] E[\alpha^2] (K-1) \right)^{-1/2} \right) \quad (40)$$

Retomando a equação (26) que estima P_e de um sistema sob controle perfeito de potência o ganho médio obtido com o emprego do recurso de monitoramento da atividade vocal sob uma condição de controle imperfeito de potência pode ser

estimado igualando o argumento da função $Q(x)$ das equações (40) e (26), o que resulta em sua expressão na forma:

$$G_{ATV} = \frac{K}{K'} = \frac{E[v_x^2] E[\alpha^2] + (K' - 1) E[v_x]^2 - 3G_P \text{var}[v_x]}{K' E[v_x^2] E[\alpha^2]} \quad (41)$$

A variável aleatória v_x tem sua média $E[v_x]$ e variância $\text{var}[v_x]$ respectivamente determinadas pelas equações (31) e (32). Em relação à caracterização estatística da variável aleatória α torna-se necessário conhecer tanto a estimativa do fator de atividade vocal β 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. Dessa forma, com base em um critério puramente arbitrário de performance para o sistema que associa melhor qualidade de voz com o uso mais freqüente de maiores taxas de bits, definiram-se possíveis funções densidade de probabilidade (fdp) para a variável α .

1) Condição de boa qualidade de voz. Considera-se que durante os períodos de atividade vocal os *frames* são transmitidos à taxa máxima de 9600 bps. Sendo assim, fdp de α é definida como:

$$P_1(\alpha) = \beta \delta(\alpha - 1) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (42)$$

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

$$E[\alpha^2] = \frac{63\beta + 1}{64} \quad (43)$$

2) Condição de média qualidade de voz. 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:

$$P_2(\alpha) = 0,5\beta \delta(\alpha - 1) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (44)$$

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

$$E[\alpha^2] = \frac{36\beta + 1}{64} \quad (45)$$

3) Condição de aceitável qualidade de voz. 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:

$$P_3(\alpha) = 0,25\beta \delta(\alpha - 1) + 0,5\beta \delta(\alpha - 0,5) + 0,25\beta \delta(\alpha - 0,25) + (1 - \beta) \delta(\alpha - 0,125) \quad (46)$$

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

$$E[\alpha^2] = \frac{24\beta + 1}{64} \quad (47)$$

As figuras 5 a 7 a seguir mostram a curva de ganho de capacidade proporcionado ao *link* reverso de um sistema DS/CDMA que faz uso do recurso de monitoramento de

atividade vocal tanto sob controle perfeito quanto imperfeito de potência

Considera-se que o sistema apresente $G_p=128$ e admita uma probabilidade média de erro de bit $P_e=10^{-3}$. Os gráficos apresentados nas figuras demonstram que ao se considerar um certo grau σ_ξ de imperfeição no controle de potência, qualquer melhoria na qualidade da voz sintetizada implica em uma necessária redução na capacidade do sistema, como forma de garantir determinada probabilidade de erro de bit P_e .

Dessa forma, para um sistema celular DS/CDMA cujo o grau σ_ξ de imperfeição no controle de potência seja de 1dB e admitindo que seus usuários possuam um fator de atividade vocal médio β igual a 0,5, a estimativa para o ganho médio de capacidade do link reverso nas condições de aceitável, média e boa qualidade de voz os respectivos valores de 4,16, 2,85 e 1,69.

Num cálculo convencional teríamos para um controle imperfeito de potência caracterizado por $\sigma_\xi=1$ dB e uma atividade vocal com $\beta=0,4$ um ganho de $G_{ATV} = 0,85 \times 2,4 \approx 2,0$, enquanto o cálculo conjunto oferece um valor ligeiramente superior.

4 - CONCLUSÕES

Nesse trabalho determinou-se a influência conjunta de um controle imperfeito de potência e do monitoramento da atividade vocal sobre a capacidade de sistemas DS/CDMA, obtendo-se expressões analíticas que permitem um cálculo mais preciso dessa influência conjunta para uso em projetos de sistemas.

5 – REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

[Bra68] Brady, P. T. **A statistical analysis of on-off patterns in 16 conversations.** *The Bell System Technical Journal*, v.47, p.73-91, Jan. 1968.

[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.

[Fra61] Fraser, J. M.; Bullock, D. B.; Long, N. G. **Over-all characteristics of a TASI system.** *The Bell System Technical Journal*, v.41, p.1439-54, July 1962.

[Pap91] Papoulis, A. **Probability, random variables and stochastic processes.** 3. ed. New York: McGraw-Hill, 1991. 666p.

[Pris96] Priscoli, 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.

[Pur77] Pursley, M. B.; Sarwate, D. V. **Performance evaluation for phase-coded spread spectrum multiples-access communication – part II: code sequence analysis.** *IEEE Transactions on Communications*, v.COM-25, n.8, p.800-3, Aug. 1977.

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

[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.

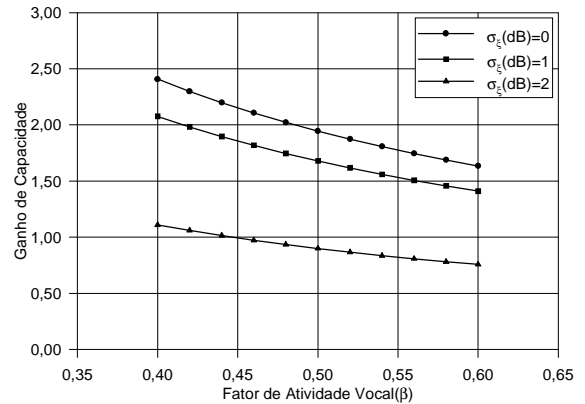


Figura 5: Ganho de capacidade em condição de boa qualidade de voz.

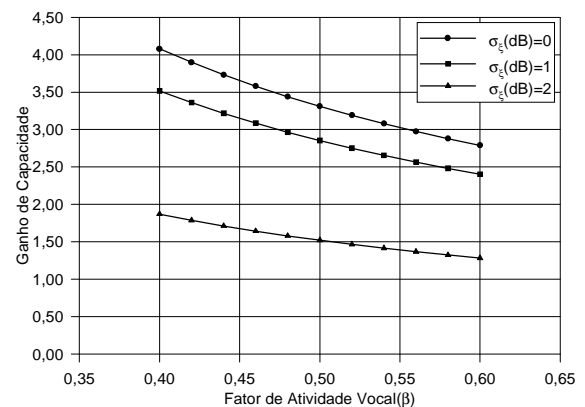


Figura 6: Ganho de capacidade em condição de média qualidade de voz.

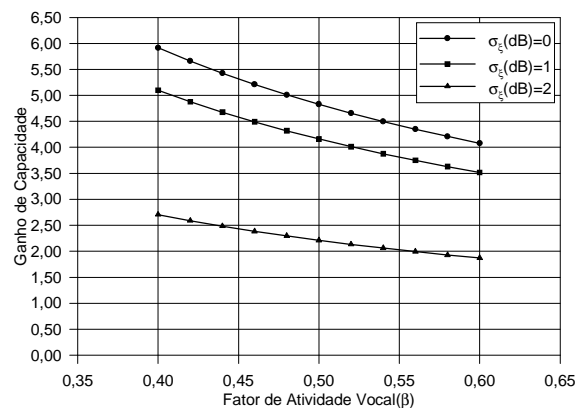


Figura 7: Ganho de capacidade em condição de aceitável qualidade de voz.