

Sistema Dinâmico Estocástico de Tempo Discreto Não-Linear para Controle de Potência do Canal Reverso DS-CDMA

Tadeu Junior Gross, Paul Jean Etienne Jeszensky e Taufik Abrão

Resumo—Propõe-se um novo sistema dinâmico, estocástico, realimentado, com não-linearidade tangente hiperbólica, para controlar a potência no canal reverso DS-CDMA. Lineariza-se esse sistema para obtenção analítica da variância do erro de controle. Resultados obtidos por simulação confirmam a validade do modelo. Compara-se também o desempenho do sistema proposto ao do esquema *up/down* clássico.

Palavras-Chave—CDMA, controle de potência, esquema *up/down*.

Abstract—A new stochastic feedback dynamic system with hyperbolic tangent non-linearity is proposed to control the power in a DS-CDMA reverse link. In order to obtain the analytic variance of the control error the system is linearised. Simulation results confirm the model validity. The system performance is also compared to a classical *up/down* scheme.

Keywords—CDMA, power control, *up/down* scheme.

I. INTRODUÇÃO

Em sistemas DS-CDMA (*Direct Sequence Code Division Multiple Access*), a variação temporal do canal reverso impõe a necessidade de se controlar dinamicamente o nível da potência transmitida pela unidade móvel. A razão sinal-interferência (SINR - *Signal to Interference plus Noise Ratio*) medida na estação rádio base (ERB) deve oscilar de forma satisfatoriamente fechada (baixa variância) em torno do nível de SINR pré-estabelecido pela meta de qualidade de serviço (QoS - *Quality of Service*).

Manter a SINR em torno de um certo nível incorre em se fazer uma estimativa da mesma na ERB e em seguida compará-la com o valor imposto pela meta de QoS. Baseada nesta comparação, a ERB envia um comando para o usuário móvel através do canal direto especificando qual deve ser o nível atualizado de potência transmitida. Este mecanismo de atualização é denominado controle de potência em malha fechada. Em [1] propõe-se um sistema de controle de potência em malha fechada do tipo *up/down*: a atualização é realizada somando ou subtraindo uma quantidade fixa (passo) ao nível anterior de potência transmitida (as quantidades envolvidas nestas operações devem estar em decibéis). Neste caso, a ERB precisa enviar apenas um bit de controle de

potência para informar a estação móvel se a potência deve subir ou descer. Quando a taxa de variação do canal for elevada, o tamanho do passo pode ser insuficiente, resultando em um aumento da variância do erro entre a SINR medida e a desejada. Por outro lado, quando a taxa de variação do canal for pequena, um tamanho de passo elevado resulta em um ruído granular excessivo, ou seja, também há um aumento da variância do erro. Este ruído granular pode ser diminuído através de uma alteração no componente não-linear do algoritmo *up/down*, ou seja, trocando-se o decisor abrupto (função sinal) por um decisor suave.

Neste trabalho propõe-se um novo modelo de controle de potência obtido a partir da alteração da não-linearidade do sistema de controle apresentado em [1], ou seja, substitui-se o decisor função sinal pelo tangente hiperbólico. De forma análoga ao procedimento descrito em [1], obteve-se, analiticamente, um estimador linear para a saída do decisor não-linear, o que permite a obtenção de um sistema linear aproximadamente equivalente. Através da análise deste sistema linear, determina-se uma equação que possui a variância do erro como incógnita. O método analítico descrito neste artigo difere do apresentado em [1] na forma em que essa equação é resolvida. Escreve-se tal equação em um formato iterativo de modo que a incógnita procurada seja o próprio ponto fixo. Mostram-se resultados numéricos que comprovam a estabilidade assintótica desse ponto fixo.

Para efeito de comparação, análises e simulações são realizadas sob as condições impostas em [1]: mesmo tamanho de passo, coeficiente de correlação, intervalo de amostragem etc. O objetivo do controle de potência neste trabalho consiste em combater os efeitos do somreamento.

II. MODELO CLÁSSICO DO SISTEMA

Considere a situação em que o canal reverso DS-CDMA está sendo utilizado por K usuários ativos. Neste caso, se o intervalo de observação for infinito, o sinal recebido, em banda base equivalente, é dado por:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{2p_k(t)} b_{k,j} c_{k,j} s(t - jT_c - \tau_k) e^{+j\phi_k} + \eta(t) \quad (1)$$

onde T_c é a duração de um *chip*, $c_{k,j}$ o valor do j -ésimo *chip* do k -ésimo usuário, $b_{k,j}$ (constante durante M *chips*) o valor do bit contendo o j -ésimo *chip* $c_{k,j}$, M o número de *chips* em um bit, $s(t)$ o formato de pulso do *chip*, ϕ_k o deslocamento de fase, τ_k o atraso, $p_k(t)$ a potência recebida do usuário k , que é

Tadeu Junior Gross e Paul Jean E. Jeszensky estão com o Depto. de Eng. de Telecomunicações e Controle da EPUSP, e-mails: tjgross@lcs.poli.usp.br; pjje@lcs.poli.usp.br

Taufik Abrão está com o Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina, Londrina-PR, Brasil, e-mail, taufik@uel.br

igual a $a_k(t)x_k(t)$, $x_k(t)$ a potência transmitida pelo móvel, $a_k(t)$ o ganho de canal e $\eta(t)$ um processo Gaussiano complexo de média zero.

Assumindo que o usuário 1 é o de interesse, estabelece-se $\tau_1=0$ e, para $k \neq 1$, considera-se τ_k uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[0, T_c]$. O sistema é do tipo BPSK com estimação perfeita de fase. Por simplicidade, admite-se que todas as fases são iguais a zero e, além do mais, que os bits e *chips* valem +1 ou -1 com igual probabilidade. Esse conjunto de hipóteses permite que se reescreva o sinal recebido da seguinte forma:

$$r(t) = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{2p_1} b_{1,j} c_{1,j} s(t - jT_c) + \sum_{k=2}^K \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{2p_k} b_{k,j} c_{k,j} s(t - jT_c - \varepsilon_k T_c) + N_t \quad (2)$$

onde $N_t = \text{Re}\{\eta(t)\}$ e $\varepsilon_k = \tau_k/T_c$. A saída do filtro casado à seqüência de espalhamento do usuário 1 é dada por:

$$D_1 = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) c_1(t) dt \quad (3)$$

onde:

$$c_1(t) = \sum_{j=0}^{M-1} c_{1,j} s(t - jT_c), \quad 0 \leq t \leq MT_c \quad (4)$$

e $j=0$ o índice do primeiro *chip* em um bit. Substituindo (2) e (4) em (3), obtém-se a estatística de decisão:

$$D_1 = \sqrt{2p_1} M b_1 + \sum_{k=2}^K \sum_{m=0}^{M-1} c_{1,m} r_{k,m} + N_k \quad (5)$$

onde:

$$r_{k,m} = \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \sqrt{2p_k} b_{k,j} c_{k,j} R_s(j + \varepsilon_k - m);$$

$$R_s(\varepsilon) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) s(t - \varepsilon T_c) dt \quad (\text{função de autocorrelação});$$

$$N_k = \int_{-\infty}^{+\infty} N_t c_1(t) dt.$$

Definindo-se $I_k = \sum_{m=0}^{M-1} c_{1,m} r_{k,m}$, tem-se que:

$$\begin{aligned} E[I_k^2 | \varepsilon_k] &= \sum_{m=0}^{M-1} E[r_{k,m}^2 | \varepsilon_k] \\ &= 2p_k \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{j=-\infty}^{+\infty} R_s^2(j - m + \varepsilon_k) \\ &= 2Mp_k \sum_{j=-\infty}^{+\infty} R_s^2(j + \varepsilon_k) \end{aligned} \quad (6)$$

Mas ε_k é uma variável aleatória uniformemente distribuída no intervalo $[0, 1]$, portanto:

$$\begin{aligned} E[I_k^2] &= \int_0^1 E[I_k^2 | \varepsilon_k] d\varepsilon_k \\ &= 2Mp_k \sum_{j=-\infty}^{+\infty} \int_0^1 R_s^2(j + \varepsilon_k) d\varepsilon_k \\ &= 2Mp_k \sigma_s^2 \end{aligned} \quad (7)$$

onde $\sigma_s^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} R_s^2(\varepsilon) d\varepsilon = T_c^{-1} \int_{-\infty}^{+\infty} |\Psi(f)|^4 df$, conforme [4].

$\Psi(f)$ representa a Transformada de Fourier do formato de pulso $s(t)$. Tipicamente $\sigma_s \approx 1$ [2]. Portanto:

$$E[I_k^2] = 2Mp_k \quad (8)$$

Assumindo que $a_k(t)$ e $x_k(t)$ sejam constantes durante cada intervalo de atualização (PCG - *Power Control Group*), pode-se substituir t pela variável discreta n , a qual funciona como índice dos PCG's. Então, no n -ésimo PCG, D_1 tem média igual a $\sqrt{2p_1(n)}M$ e variância $(2\sum_{k=2}^K p_k(n) + N_0/2)M$, onde $M(N_0/2) = \sigma_{N_t}^2$.

Portanto, a SINR do usuário 1 pode ser escrita na forma discreta como:

$$\gamma_1 = \frac{2p_1(n)M}{2\sum_{k=2}^K p_k(n) + N_0/2} = \frac{2a_1(n)x_1(n)M}{2\sum_{k=2}^K p_k(n) + N_0/2} \quad (9)$$

Admitindo que $p_k(n)$ oscile com variância baixa em torno do nível constante p_k^* , pode-se fazer a aproximação [3]:

$$\sum_{k=2}^K p_k(n) \approx \sum_{k=2}^K p_k^* \quad (10)$$

Essa aproximação tende a melhorar conforme a quantidade K de usuários ativos aumente [1]. Nas simulações, entretanto, não será realizada tal aproximação. Considerar a soma das potências interferentes constante é necessário para simplificar o tratamento analítico. Portanto, uma aproximação para a SINR é dada por:

$$\gamma_1 = \frac{2a_1(n)x_1(n)M}{2\sum_{k=2}^K p_k^* + N_0/2} \quad (11)$$

Utilizando letras maiúsculas para representar valores em decibéis, pode-se reescrever (11) da seguinte forma:

$$\Gamma_1(n) = A_1(n) + X_1(n) - I_1 \quad (12)$$

onde $I_1 = 10 \log_{10} \left[\left(2\sum_{k=2}^K p_k^* + N_0/2 \right) / (2M) \right]$.

Na ERB, $\Gamma_1(n)$ é comparado ao valor desejado Γ_1^{tar} (relação sinal-interferência que satisfaz o nível de QoS exigido pelo usuário 1). Se $\Gamma_1(n) > \Gamma_1^{tar}$, a ERB envia um comando à unidade móvel (UM) 1 informando que a potência transmitida pela mesma deve ser diminuída por d dB's. Analogamente, se $\Gamma_1(n) < \Gamma_1^{tar}$, a ERB informa ao usuário 1 que o mesmo deve aumentar sua potência de transmissão por d dB's. Portanto, o algoritmo de controle de potência *up/down* pode ser definido pela equação de diferença não-linear:

$$X(n+1) = X(n) + d \text{sign}(\Gamma_1^{tar} + I - X(n) - A(n)) \quad (13)$$

onde $\text{sign}(\cdot)$ representa a função sinal.

A equação de estado (13) pode ser representada via diagrama de blocos por um sistema de controle não-linear conforme mostrado na Figura 1. Uma vez que o ajuste realizado em um PCG depende da medida de SINR feita no

PCG anterior, um atraso deve ser introduzido na realimentação do sistema de controle. A entrada do sistema é a seqüência de ganhos de canal $A(n)$.

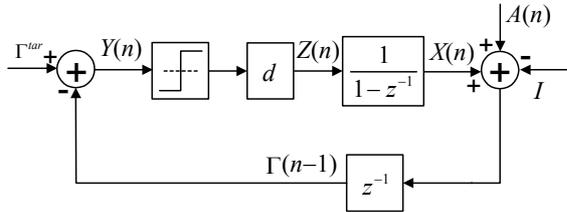


Fig. 1. Diagrama de blocos do controle de potência up/down.

III. MODELO PROPOSTO DO SISTEMA

O modelo analisado neste trabalho é obtido substituindo-se a não-linearidade abrupta do decisor da Figura 1 por uma não-linearidade suave do tipo tangente hiperbólica. O intuito dessa modificação é diminuir o ruído granular excessivo do controle up/down que ocorre quando a taxa de variação do canal for baixa. A nova equação de estado é dada por:

$$X(n+1) = X(n) + d \tanh(\Gamma^{tar} + I - X(n) - A(n)) \quad (14)$$

Definindo

$$B(n) = -A(n-1) + I + \Gamma^{tar} \quad (15)$$

obtem-se a equação de estado simplificada:

$$X(n+1) = X(n) + d \tanh(B(n+1) - X(n)) \quad (16)$$

Observe que os processos estocásticos $A(n)$ e $B(n)$ possuem a mesma autocovariância.

Considera-se aqui que o objetivo do sistema de controle consiste em combater os efeitos do sombreamento, ou seja, os ganhos de canal $A(n)$ modelam esse tipo de desvanecimento.

IV. MODELO DO SOMBREAMENTO

No sombreamento, os ganhos de canal $a(n)$ são caracterizados por uma função densidade de probabilidade (pdf - *probability density function*) log-normal [4],[5]; portanto, $A(n)$ possui pdf Gaussiana. No modelo para o sombreamento sugerido por [5], $A(n)$ tem função de autocorrelação dada por:

$$R_A(m) = \sigma_A^2 \xi^{\left(\frac{vT}{D}\right)^{|m|} \quad (17)$$

onde ξ representa a correlação entre dois pontos separados por uma distância espacial D , T o período de amostragem (equivalente à janela temporal de um PCG) e v a velocidade do móvel. Assim, a densidade espectral de potência (DEP) de $A(n)$ é dada por:

$$S_A(z) = \frac{\sigma_A^2(1-\alpha^2)}{(1-\alpha z)(1-\alpha z^{-1})}, \text{ onde } 0 < \alpha = \xi^{\frac{vT}{D}} < 1 \quad (18)$$

Numericamente, o processo colorido Gaussiano $A(n)$ pode ser obtido correlacionando-se amostras de um processo branco Gaussiano $W(n)$ por meio de um filtro linear convenientemente projetado. A função de transferência $H(z)$

de tal filtro correlacionador deve satisfazer a seguinte relação (para processos reais):

$$S_A(z) = H(z)H(z^{-1})S_W(z) \quad (19)$$

onde $S_W(z)$ é a DEP de $W(n)$. Fazendo $S_W(z) = \sigma_A^2$ e

$$H(z) = \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{1-\alpha z^{-1}} \quad (20)$$

obtem-se (18) a partir de (19). Assim, aplicando-se $W(n)$ com variância σ_A^2 na entrada do filtro definido por (20), obtém-se o processo colorido Gaussiano $A(n)$ com função de autocorrelação dada por (17).

Na Figura 2 apresenta-se a função de autocorrelação do processo $A(n)$ gerado através do procedimento descrito acima.

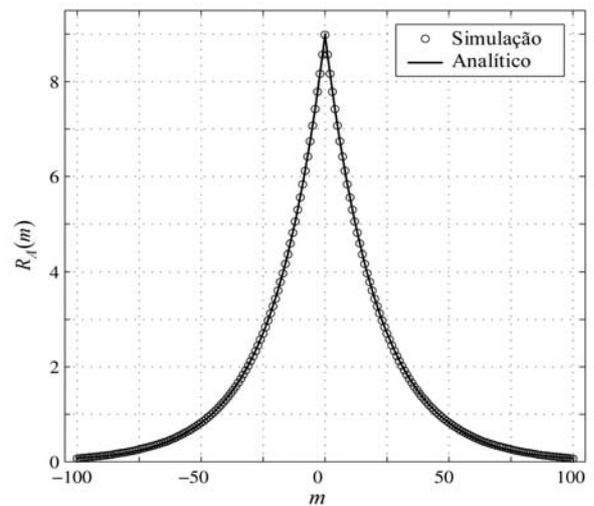


Fig. 2. Função de autocorrelação simulada e analítica. ($\sigma_A=3$, $\xi=0,1$, $D=1$ m, $T=1,25$ ms, $v=60$ km/h).

V. DERIVAÇÃO ANALÍTICA DA VARIÂNCIA DO ERRO

O desempenho do algoritmo proposto pode ser quantificado pela variância do erro de controle $Y(n) = \Gamma^{tar} - \Gamma(n-1)$. O cálculo teórico de tal variância pode ser simplificado se o sistema definido pela equação de estado (16) for linearizado. Isso pode ser obtido linearizando-se o componente não-linear (tangente hiperbólico), de forma que este minimize uma determinada função objetivo. Assim, substitui-se $Z = d \tanh(Y)$ por $\hat{Z} = \kappa \cdot Y + V$, onde κ corresponde a um ganho constante e V a um ruído decorrelacionado. O parâmetro κ e o ruído V devem ser escolhidos de modo que Z e \hat{Z} tenham mesma média (igual a zero) e variância. O erro médio quadrático $E\{(Z - \kappa Y)^2\}$ define a função objetivo a ser minimizada.

Admitindo que Y seja um processo Gaussiano de média zero e variância σ_Y^2 , é possível escrever κ^* (κ ótimo) e σ_V em termos σ_Y [1]. Uma vez que

$$E\{(Z - \kappa Y)^2\} = E\{Z^2\} + \kappa^2 E\{Y^2\} - 2\kappa E\{YZ\} \quad (21)$$

a condição de mínimo erro médio quadrático entre o valor verdadeiro e a estimativa é obtida quando:

$$\left. \frac{\partial E \{ (Z - \kappa Y)^2 \}}{\partial \kappa} \right|_{\kappa=\kappa^*} = 2\kappa^* \sigma_Y^2 - 2E \{ YZ \} = 0 \quad (22)$$

Portanto:

$$\kappa^* = d \frac{E \{ Y \tanh(Y) \}}{\sigma_Y^2} \quad (23)$$

Como Z e Y possuem média zero, conclui-se que o ruído V também deve ser de média nula. Encontra-se a variância de V impondo que Z e \hat{Z} tenham a mesma variância, ou seja:

$$E \{ (\hat{Z})^2 \} = (\kappa^*)^2 E \{ Y^2 \} + E \{ V^2 \} = E \{ Z^2 \} \quad (24)$$

Dessa forma:

$$\sigma_V^2 = d^2 E \{ \tanh^2(Y) \} - (\kappa^*)^2 \sigma_Y^2 \quad (25)$$

Substituindo $Z = d \tanh(Y)$ por $\hat{Z} = \kappa^* Y + V$ na equação de estado (16) obtém-se o sistema linear equivalente apresentado na Figura 3.

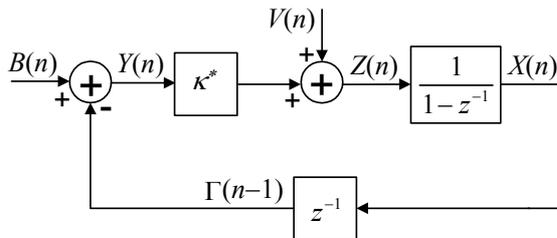


Fig. 3. Diagrama de blocos do sistema linear equivalente.

Da análise do sistema linear acima verifica-se que:

$$\sigma_Y = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\pi}^{+\pi} |H_{BY}(e^{+jw})|^2 S_B(e^{+jw}) dw + \sigma_V^2 \int_{-\pi}^{+\pi} |H_{VY}(e^{+jw})|^2 dw \right)} \quad (26)$$

onde $S_B(e^{+jw}) = S_A(e^{+jw})$, pois $A(n)$ e $B(n)$ têm a mesma autocovariância. A função de transferência de $B(n)$ para $Y(n)$ é dada por:

$$H_{BY}(z) = \frac{1 - z^{-1}}{1 - (1 - \kappa^*) z^{-1}} \quad (27)$$

A função de transferência de $V(n)$ para $Y(n)$ é dada por:

$$H_{VY}(z) = \frac{-z^{-1}}{1 - (1 - \kappa^*) z^{-1}} \quad (28)$$

A incógnita σ_Y em (26) aparece nos integrandos de tal equação, o que não permite que se “isole” σ_Y algebricamente. É possível, entretanto, encontrar σ_Y através do ponto fixo da iteração sugerida pela própria forma da equação (26):

$$\sigma_{j+1} = h(\sigma_j) \quad (29)$$

onde $h(\sigma_j)$ corresponde ao lado direito da igualdade (26). Na Figura 4 é apresentado graficamente um exemplo de como ocorre a sucessão dos pontos em direção ao ponto fixo (assintoticamente estável neste caso) após algumas aplicações

de (29). A trajetória formada pelos pontos sucessivos é denominada “teia de aranha” [6].

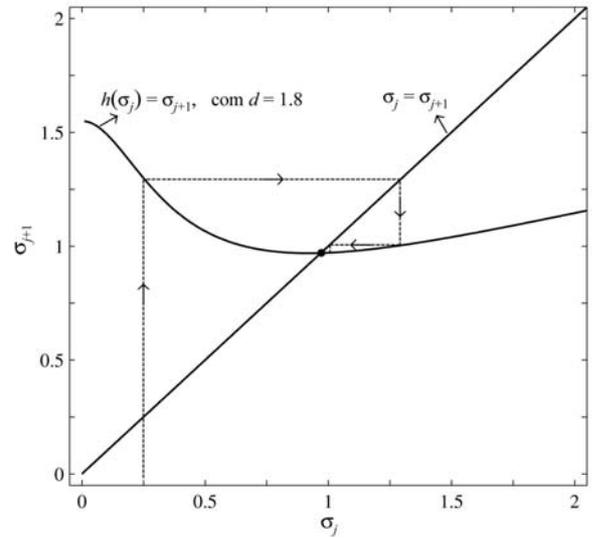


Fig. 4. Convergência das iterações para o ponto fixo. ($\sigma_i = 3$, $\xi = 0,1$, $D = 1m$, $T = 1,25ms$, $v = 60km/h$).

Um critério gráfico para verificar a estabilidade assintótica consiste em avaliar a inclinação da reta tangente à curva $h(\sigma_j)$ no ponto fixo. Se a inclinação de tal reta estiver no intervalo $]-\pi/4, +\pi/4[$, o ponto fixo é assintoticamente estável [6]. Na Figura 5 são apresentadas curvas $h(\sigma_j)$ para diferentes valores de d . O ponto fixo de cada curva corresponde à intersecção da mesma com a reta $\sigma_{j+1} = \sigma_j$. Por simples inspeção, percebe-se que as curvas apresentadas possuem inclinação em seus respectivos pontos fixos contida no intervalo $]-\pi/4, +\pi/4[$. Portanto, como há continuidade da função $h(\sigma_j)$ em relação a d (ou seja, não há motivo para haver modificação abrupta do formato da curva $h(\sigma_j)$ para valores de d suficientemente próximos) pode-se afirmar que para d entre 0,3 e 1,8 - faixa que engloba os valores utilizados neste trabalho - os respectivos pontos fixos são assintoticamente estáveis e, portanto, é permitido utilizar $\sigma_{j+1} = h(\sigma_j)$ para resolver (26).

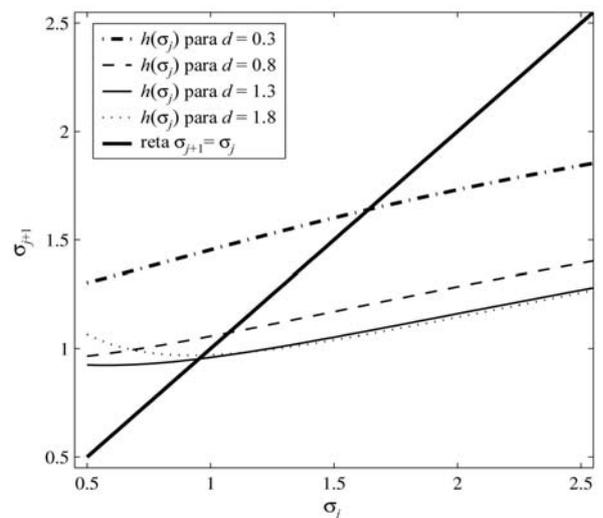


Fig. 5. $h(\sigma_j)$ para diferentes valores de passo d .

A metodologia analítica descrita aqui pode ser generalizada para qualquer tipo de função ímpar não-linear. Para tanto, basta substituir $\tanh(Y)$ nas equações (23) e (25) por tal função que se deseja testar.

VI. RESULTADOS NUMÉRICOS

O modelo de simulação utilizado está esquematizado na Figura 6. Observe que a malha de realimentação de cada usuário é perturbada pelas potências interferentes $p_k(n)$ dos demais usuários ativos do sistema; isto implica soma das potências interferentes variável. A hipótese de que tal soma mantém-se fixa fora feita anteriormente apenas para simplificar o tratamento analítico.

O desvanecimento devido ao sombreamento sofrido pelo usuário k é introduzido no modelo de simulação através da seqüência de ganhos de canal $A_k(n)$.

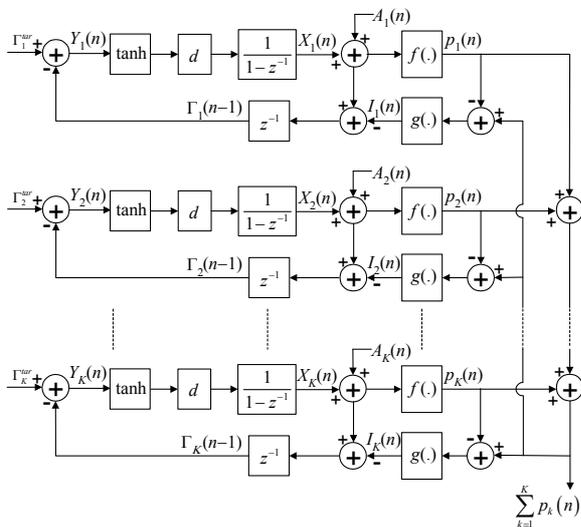


Fig. 6. Modelo de simulação.

A função $f(\lambda)$ converte a potência $P_k(n)$ (valores em decibéis) em $p_k(n)$, ou seja, $f(\lambda) = 10^{\lambda/10}$. Através da função $g(\lambda) = 10 \log_{10}[(2\lambda + N_0/2)/2]$ calcula-se a interferência $I_k(n)$. Na simulação com apenas dois usuários, a velocidade do móvel interferente foi fixada em 100km/h. Nas simulações com mais usuários foram atribuídas, aleatoriamente, velocidades no intervalo de 1 a 300km/h. Fixou-se o mesmo QoS para todos os usuários; impôs-se que a potência total recebida na ERB oscile em torno de um nível que esteja 9 dB acima do ruído de fundo $N_0/2$, resultando em $\Gamma_i^{tar} = 10 \log_{10}(0.89/K)$ e satisfazendo, portanto, a igualdade $\sum_{k=1}^N \gamma_k^{tar} = 0.89$. Considerou-se a potência do ruído de fundo $N_0/2$ igual a -100 dBW. Inicializou-se a potência transmitida de cada usuário com um valor igual a -95 dBW, ou seja, $X_k(0) = -95$ dBW para qualquer k . Assumiu-se ainda, passos de adaptação iguais para todos os usuários, $d_k = d$. As seqüências de desvanecimento $A_k(0), \dots, A_k(n), \dots$ para $k=1, \dots, K$ constituem as entradas do modelo de simulação.

O desvio padrão do erro de controle *versus* a velocidade é sintetizado na Figura 7. Para observar o efeito da correlação

do canal, gráficos de σ_Y vs ξ são apresentados na Figura 8. O efeito provocado em σ_Y pelo tamanho do passo pode ser verificado nas curvas apresentadas na Figura 9 (considerou-se período de amostragem igual a 1,25ms). Na Figura 10 mostram-se curvas que quantificam o ganho de desempenho obtido pelo sistema proposto em relação ao sistema clássico descrito em [1].

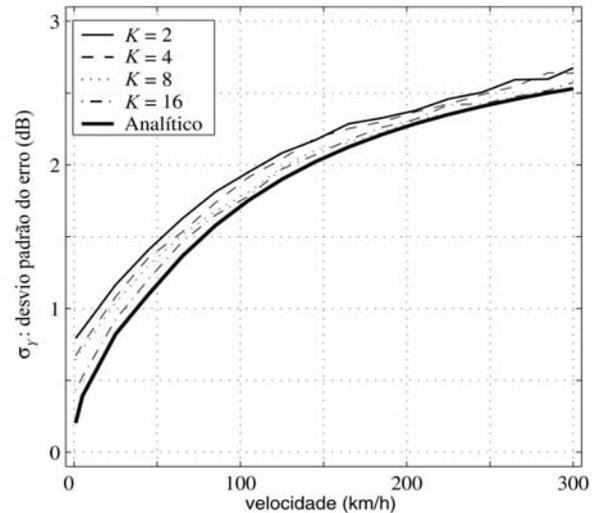


Fig. 7. σ_Y versus v ($d = 0.5$ dB, $D = 1$ m, $\xi = 0.1$, $\sigma_A = 3$ dB).

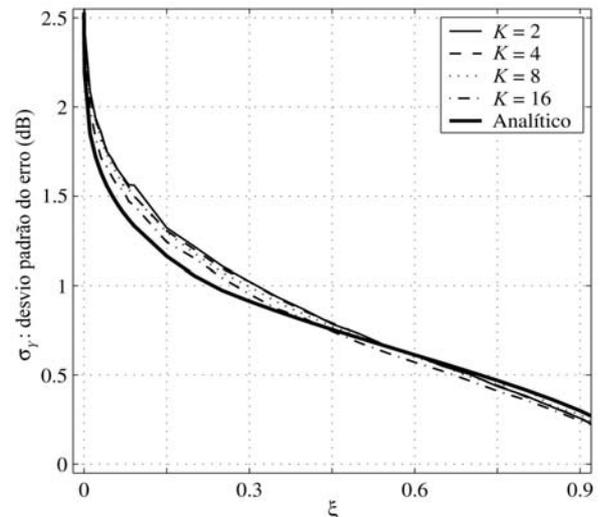
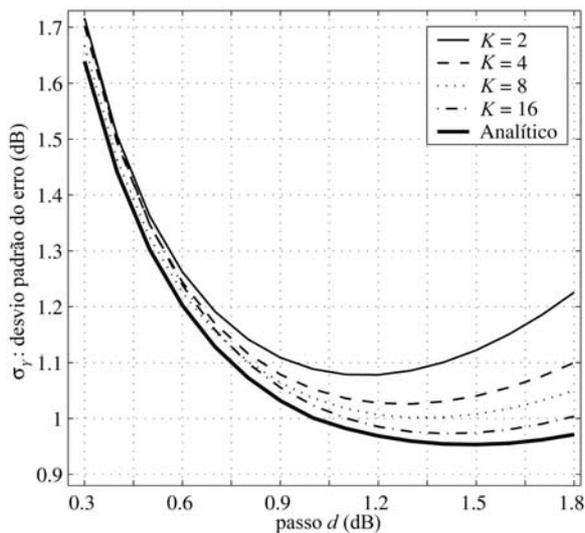


Fig. 8. versus ξ ($d = 0.5$ dB, $D = 1$ m, $v = 60$ Km/h, $\sigma_A = 3$ dB).

Nas Figuras 7 e 9 percebe-se que o método analítico se aproxima do resultado de simulação conforme o sistema se torna mais carregado. Esse fenômeno ocorre porque a aproximação em (10) é tão melhor quanto maior a quantidade de usuários ativos. Quando o carregamento é $K=2$, a flutuação da interferência é máxima, tornando a aproximação (10) inacurada e, conseqüentemente, é a situação na qual ocorre maior discrepância entre simulação e método analítico.

Na Figura 8 nota-se que para baixas correlações o método analítico subestima os resultados de simulação e os superestima para altas correlações. Percebe-se na Figura 9 que existe um valor de passo ótimo que minimiza a variância

Fig. 9. σ_y versus d ($v = 60$ Km/h, $D = 1$ m, $\xi = 0.1$, $\sigma_A = 3$ dB)

do erro de controle. O fato de se usar não-linearidade tangente hiperbólica torna a curva σ_y versus d plana numa faixa maior de valores de passos quando comparado ao resultado análogo apresentado em [1]. Este fenômeno se deve ao menor ruído granular inerente ao sistema proposto neste trabalho. A comparação do sistema proposto com o apresentado em [1] poderia ser feita confrontando-se os gráficos das Figuras 7, 8 e 9 com gráficos análogos que poderiam ser construídos por simulações do sistema em [1]. Entretanto, uma forma compacta e completa de se fazer tal comparação consiste em definir o parâmetro

$$\beta(d, \alpha) = \frac{\sigma_{clássico} - \sigma_{proposto}}{\sigma_{clássico} + \sigma_{proposto}} \quad (30)$$

onde $|\beta| < 1$. Para β positivo, o sistema proposto apresenta melhor desempenho (menor variância do erro de controle) que o sistema clássico e para β negativo, o contrário. O parâmetro positivo α , o qual foi definido no modelo do sombreamento, é sempre menor do que a unidade e contém toda a “informação” sobre ξ , T , D e v , ou seja, um gráfico da superfície $\sigma_y(d, \alpha)$ caracteriza completamente o comportamento do sistema face ao sombreamento. Assim, a superfície definida por (30) constitui uma forma completa de comparação entre sistemas de controle de potência estocástico. A superfície mostrada na Figura 10 foi obtida através da utilização conjunta do Método da Integração Espectral (obtenção de $\sigma_{clássico}$) descrito em [1] e o método analítico proposto neste trabalho (obtenção de $\sigma_{proposto}$). Para $\alpha < 0.9$ e $0.3 < d < 1.8$, tem-se $\beta \approx 0$. Neste caso, o sistema clássico e o proposto possuem aproximadamente o mesmo desempenho. Entretanto, utilizando-se v entre 10 e 100 km/h, $D=1$ m, $\xi=0.1$, $\sigma_A=3$ dB (valores típicos de simulação apresentados em [1]) obtém-se $0.9 < \alpha < 0.1$. Neste caso, β aumenta significativamente com o tamanho de passo d , indicando um ganho de desempenho significativo em relação ao método clássico para $d > 0.6$ e um desempenho levemente

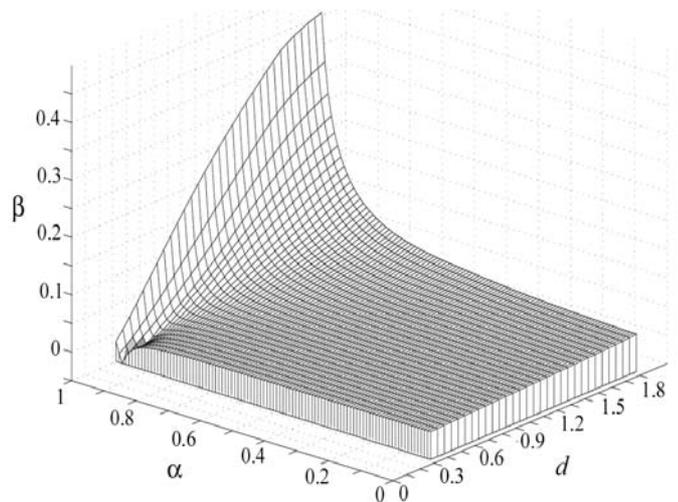


Fig. 10. Comparação entre o modelo proposto e o clássico [1].

inferior ($\sigma_{clássico} \approx 0.9 \sigma_{proposto}$) para $0.3 < d < 0.6$.

VII. CONCLUSÕES

Os resultados obtidos por simulação mostraram ser válida a metodologia analítica de obtenção da variância do erro proposta neste trabalho. Essa aproximação analítica pode ser utilizada na otimização dos parâmetros do sistema, evitando esforço computacional excessivo. Confirmou-se que o sistema proposto (não-linearidade do tipo tangente hiperbólica) apresenta um ganho de desempenho, em termos de σ_y , em relação ao sistema com não-linearidade do tipo função sinal analisado em [1].

O sinal de controle enviado ao usuário deverá ainda ser quantizado num número finito de bits. A perda associada a essa discretização poderá ser pequena, dependendo do passo de quantização, e não foi considerada nesse trabalho.

AGRADECIMENTOS

Os autores desejam expressar seus agradecimentos aos revisores desse trabalho e a Vanderlei Aparecido da Silva por seu auxílio na formatação das figuras e equações pertinentes.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. Song, N. Mandayam, and Z. Gajic, “Analysis of an up/down power control algorithm for CDMA reverse link under fading,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 277–286, Feb. 2001.
- [2] TIA/EIA/IS-95, *Mobile Station-Base Station Compatibility for Dual-Mode Wideband Spread Spectrum Cellular System*: Telecommun. Industry Assoc., 1993. Apud [1].
- [3] L. Song, N. Mandayam, and Z. Gajic, “Analysis of an up/down power control algorithm for CDMA reverse link: A nonlinear control system approach,” in *Proc. CISS'99*, Mar. 1999, pp. 119–124.
- [4] A. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communications*. Reading, MA: Addison-Wesley, 1995.
- [5] G. Stuber, *Principles of Mobile Communication*. Norwell, MA: Kluwer Academic, 1996.
- [6] L. H. A. Monteiro, *Sistemas Dinâmicos*. São Paulo: Editora Livraria da Física, 2002.