

# Confiabilidade do Canal em Sistemas DS/CDMA com Codificação Turbo Sujeitos ao Desvanecimento Lento e Seletivo em Frequência

Wagner Okano, Fernando Ciriaco, Taufik Abrão

**Resumo**—Este trabalho analisa as estratégias de codificação turbo e convolucional aplicadas ao problema da detecção uniusuário (*SuD - Single User Detection*) em sistemas de múltiplo acesso DS/CDMA (*Direct Sequence-Code Division Multiple Access*) considerando canais de multipercurso com desvanecimento lento e seletivo em frequência. Propõe-se uma nova equação para o fator de confiabilidade do canal DS/CDMA, obtida a partir de resultados de desempenho de simulação Monte Carlo (MCS). A comparação com resultados da literatura indicou superioridade no desempenho na região de alta  $\frac{E_b}{N_0}$  e similaridade para as demais regiões. Adicionalmente, analisa-se o compromisso complexidade/requisito de memória versus desempenho de receptores DS/CDMA considerando decodificadores turbo (padrão cdma2000) e Viterbi (padrão IS-95).

**Palavras-Chave**—Confiabilidade do Canal, Códigos Turbo, DS/CDMA, Detecção uniusuário, Canais de Multipercurso.

**Abstract**—This work analyzes the Turbo and Convolutional codes strategies applied to the single-user detection (SuD) problem in multiple access systems DS/CDMA, in multipath slow Rayleigh channels. In this work a new equation for DS/CDMA channel reliability factor is proposed. Obtained from Monte Carlo simulations (MCS), this equation was compared with the literature results and has indicated a superior performance in the high  $\frac{E_b}{N_0}$  regions; in others  $\frac{E_b}{N_0}$  regions the proposed equation has similar performance than those described in the literature. Additionally, this work makes an analysis of the complexity/memory requirements versus performance of DS/CDMA receivers considering turbo (cdma2000) and Viterbi (IS-95) decoders.

**Keywords**—Channel Reliability, Turbo-Codes, DS/CDMA, Single-user Detection, Multipath Channels.

## I. INTRODUÇÃO

O desvanecimento e a interferência de múltiplo acesso (MAI - *Multiple Access Interference*) são os dois principais fatores que limitam o desempenho em sistemas DS/CDMA. Em particular, detectores multiusuário (MuD - *Multuser Detection*) são utilizados para combater a MAI, enquanto a diversidade espaço-temporal é utilizada no combate ao desvanecimento. A combinação de códigos corretores de erro no receptor (FEC - *Forward Error Correction*) é utilizada para combater a MAI e o desvanecimento de forma conjunta.

A codificação é frequentemente usada em sistemas de comunicação digital para proteger a informação do ruído e

Wagner Okano é Engenheiro de Telecomunicações da Sercomtel Celular S.A, Londrina, PR. Atualmente é estudante do programa de mestrado do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina (DEEL-UEL); e-mail: wjokano@sercomtel.com.br. Fernando Ciriaco e Taufik Abrão são Docentes do Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina - DEEL-UEL; fciriaco@uel.br, taufik@uel.br

da interferência e deste modo reduzir a degradação de desempenho no receptor, com a inserção de bits de redundância no sinal de informação. O uso da codificação implica em uma redução na taxa de transmissão ou uma expansão na largura da banda.

Desde 1993, inúmeras pesquisas têm sido realizadas na área de codificação turbo [1]; tais investigações têm por objetivo reduzir a complexidade associada ao decodificador. Constituem decodificadores práticos de complexidade factível os algoritmos Max-Log-MAP sugerido por Koch e Baier [2] e também por Erfanian *et.al.* [3], o algoritmo Log-MAP sugerido por Robertson *et.al.* [4] e o SOVA sugerido por Hagenauer e Hoehner [5], [6].

Neste trabalho serão utilizadas as duas principais estratégias de decodificação existentes: a de máxima probabilidade a posteriori (MAP - *Maximum A Posteriori Probability*) [7] e o algoritmo de Viterbi (VA - *Viterbi Algorithm*) [8], [9].

O presente trabalho está dividido em VI seções. A seção II descreve o modelo do sistema DS/CDMA em canais de multipercurso com desvanecimento e também o princípio da codificação convolucional da informação. A seção III revisa as estratégias de decodificação turbo e o algoritmo de Viterbi, bem como propõe uma equação para a medida da confiabilidade de canal. Os resultados numéricos de desempenho para a codificação turbo e para o algoritmo de Viterbi, em termos de BER, são apresentados na seção IV. A seção V analisa a complexidade computacional dos codificadores e decodificadores em termos do número de transições na treliça e do requisito de memória. Por fim, a seção VI sintetiza as principais conclusões deste trabalho.

## II. MODELO DE SISTEMA DS/CDMA

Em um sistema DS/CDMA com modulação por chaveamento de fase binária (BPSK - *Binary Phase-Shift Keying*) o sinal transmitido pelo  $k$ -ésimo usuário em um sistema com  $K$  usuários assíncronos ativos é dado por [10], [11]:

$$z_k(t) = \sqrt{2P_k} \sum_i x_k^{(i)} s_k(t - iT_b - \tau_{k,\ell}) \cos(\omega_c t) \quad (1)$$

onde  $P_k = A_k^2/2$  representa a potência do  $k$ -ésimo usuário;  $x_k^{(i)}$  é o  $i$ -ésimo símbolo BPSK codificado com período  $T_b$ , relacionado ao  $k$ -ésimo bit de informação na codificação turbo,  $\omega_c$  é a frequência angular da portadora;  $s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} p(t - nT_c) \underline{s}_{k,n}$  é a sequência de espalhamento no intervalo  $[0, T_b)$  e zero fora, onde  $\underline{s}_{k,n} \in \{-1, 1\}$  é o  $n$ -ésimo

chip da seqüência de comprimento  $N$  utilizada pelo  $k$ -ésimo usuário;  $T_c$  é o período de chip e o ganho de processamento  $N = \frac{T_b}{T_c}$ ; assume-se formatação de pulso  $p(t)$  retangular com amplitude  $\frac{1}{\sqrt{N}}$  no intervalo  $[0; T_c)$  e zero fora;  $\tau_{k,\ell} = \Delta_{k,\ell} + d_k$  representa um atraso aleatório no  $[0; N - 1]T_c$ , onde  $d_k$  constitui o atraso de propagação e  $\Delta_{k,\ell}$  o atraso do  $\ell$ -ésimo percurso para o  $k$ -ésimo usuário.

Assumindo um pacote de dados (*frame*) com  $I$  bits para cada usuário, propagando-se através de  $L$  percursos independentes com desvanecimento Rayleigh lento, o sinal recebido em banda base (assumindo-se filtro passa-baixa ideal) e notação vetorial é dado por [11]:

$$r(t) = \sum_{i=0}^{I-1} \mathbf{s}^T(t - iT_b) \mathbf{a} \mathbf{c}^{(i)} \mathbf{b}^{(i)} + \eta(t) \quad (2)$$

onde:  $\mathbf{s}(t) = [s_1(t - \tau_{1,1}), s_1(t - \tau_{1,2}), \dots, s_1(t - \tau_{1,L}); \dots; s_k(t - \tau_{k,\ell}), \dots, s_K(t - \tau_{K,L})]^T$  é a matriz das seqüências de espalhamento,  $\mathbf{a} = \text{diag}[\sqrt{P'_1 \mathbf{I}}, \sqrt{P'_2 \mathbf{I}}, \dots, \sqrt{P'_K \mathbf{I}}]$  é a matriz diagonal das amplitudes recebidas incluindo os efeitos de perda de percurso e sombreamento, onde  $\mathbf{I}_{L \times L}$  é a matriz identidade de dimensão  $L$ ;  $\mathbf{c}^{(i)} = \text{diag}[c_{1,1}^{(i)}, \dots, c_{1,L}^{(i)}, c_{2,1}^{(i)}, \dots, c_{2,L}^{(i)}, \dots, c_{K,L}^{(i)}]$  é a matriz diagonal de ganho de canal, e o vetor de dados é dado por  $\mathbf{b}^{(i)} = [\mathbf{b}_1^{(i)}, \mathbf{b}_2^{(i)}, \dots, \mathbf{b}_K^{(i)}]^T$  com  $\mathbf{b}_k^{(i)}$  representando o vetor de bits com dimensão  $1 \times L$  referente ao  $k$ -ésimo usuário.

A saída do filtro casado considerando uma recepção coerente para o  $k$ -ésimo usuário correspondente ao  $\ell$ -ésimo componente multipercurso amostrado ao final do  $i$ -ésimo intervalo de bit é  $\int_{-\infty}^{+\infty} r(t) s_k(t - iT_b - \tau_{k,\ell}) dt$ , resultando em:

$$u_{k,\ell}^{(i)} = \sqrt{P'_k T_b} \Psi_{k,\ell}^{(i)} b_k^{(i)} + S I_{k,\ell}^{(i)} + I_{k,\ell}^{(i)} + n_{k,\ell}^{(i)} \quad (3)$$

onde o primeiro termo corresponde ao sinal desejado, o segundo à auto-interferência, o terceiro à interferência de múltiplo acesso sobre o  $\ell$ -ésimo componente multipercurso do  $k$ -ésimo usuário e o último ao AWGN (*Additive White Gaussian Noise*) filtrado.

### III. DECODIFICAÇÃO E CONFIABILIDADE DO CANAL

A seguir, analisa-se o desempenho do critério MAP e do algoritmo de Viterbi, considerando suas respectivas complexidades, bem como propõe-se uma nova equação para a medida da confiabilidade de canal.

#### A. Algoritmo BCJR

Bahl *et al.* [7] publicaram um algoritmo de decodificação baseado em probabilidades *a posteriori* denominado algoritmo BCJR, algoritmo MAP ou ainda "*forward-backward algorithm*". Entretanto, uma vez que o BCJR possui uma maior complexidade que o algoritmo de Viterbi, durante cerca de duas décadas tal decodificador não foi utilizado na prática, até o advento dos códigos turbo em 1993 [1].

Existem diversas versões simplificadas do algoritmo MAP, denominadas log-MAP (*Logarithmic Maximum a Posteriori*

*Probability*) [4] e max-log-MAP (*Maximum Logarithmic Maximum a Posteriori Probability*) [12], [13].

O algoritmo BCJR, ou qualquer outro, procurará estimar a seqüência de bits originais  $b_k^{(i)}$  a partir da seqüência codificada  $\mathbf{y}_k$ . Neste contexto, a razão de verossimilhança logarítmica (LLR) *a posteriori* é dada por [7]:

$$L(b_k^{(i)} | \mathbf{y}_k) = \ln \frac{\sum_{R_1} P(s', s, \mathbf{y}_k)}{\sum_{R_0} P(s', s, \mathbf{y}_k)} = \ln \frac{\sum_{R_1} \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s) \beta_i(s)}{\sum_{R_0} \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s) \beta_i(s)} \quad (4)$$

onde  $P(s', s, \mathbf{y}_k)$  representa a probabilidade conjunta de estar no estado  $s'$  no instante  $i - 1$ , estar no estado  $s$  no instante corrente  $i$ , e de a seqüência de  $I$  bits recebida ser  $\mathbf{y}_k$ . No numerador,  $R_1$  significa que o somatório se estende às transições entre estados  $s'$  e  $s$  provocadas por um bit  $b_k^{(i)} = +1$ . Da mesma maneira, no denominador,  $R_0$  designa os outros ramos, originados por um bit  $b_k^{(i)} = -1$ .

A probabilidade conjunta  $P(s', s, \mathbf{y}_k)$  pode ser obtida pelo produto de outras três probabilidades, da forma:

$$P(s', s, \mathbf{y}_k) = \alpha_{i-1}(s') \gamma_i(s', s) \beta_i(s) \quad (5)$$

No instante  $i$ , as probabilidades  $\alpha$ ,  $\gamma$  e  $\beta$  estão associadas ao passado, presente e futuro da seqüência  $\mathbf{y}_k$ , respectivamente. A probabilidade  $\gamma_i(s', s)$  é a probabilidade condicional de receber o símbolo  $y_k^{(i)}$  no instante  $i$  e o estado atual ser  $S_i = s$ , dado que o estado anterior foi  $S_{i-1} = s'$ . Para canais AWGN, essa probabilidade é composta pelo produto de probabilidades:

$$\begin{aligned} y_k^{(i)}(s', s) &= P(y_k^{(i)} | x_k^{(i)}) P(b_k^{(i)}) \\ &= C_i \exp\left(b_k^{(i)} L(b_k^{(i)})/2\right) \exp\left(\frac{L_c}{2} \sum_{l=1}^n x_{k,l}^{(i)} y_{k,l}^{(i)}\right) \end{aligned} \quad (6)$$

onde  $C_i$  é irrelevante no cálculo da confiabilidade da estimativa, pois aparece no numerador e no denominador da equação (4), sendo cancelado ao se calcular a LLR condicional  $L(b_k^{(i)} | \mathbf{y}_k)$ . Os termos  $x_{k,l}^{(i)}$  e  $y_{k,l}^{(i)}$  representam o bit  $l$  no instante  $i$  da seqüência à saída do codificador e à entrada do decodificador, respectivamente. O termo  $L_c$  é denominado valor ou medida de confiabilidade do canal, sendo descrita na literatura como [14], [15]:

$$L_c = 4\Psi \frac{E_c}{N_0} = 4\Psi R_c \frac{E_b}{N_0} \quad (7)$$

onde  $E_c$  e  $E_b$  são as energias transmitidas por bit codificado e bit de informação, respectivamente,  $R_c$  é a taxa do código e  $\Psi$  é a amplitude de desvanecimento. No caso de canal puramente AWGN,  $\Psi = 1$ .

#### B. Medida da Confiabilidade do Canal

Resultados de desempenho via método MCS mostraram que a aplicação da equação (7) resulta em bons desempenhos para a estratégia turbo apenas nas regiões de baixo e médio  $\frac{E_b}{N_0}$ . Para valores de  $\frac{E_b}{N_0} > 14$  dB, o desempenho é degradado consideravelmente, tornando sua utilização inviável. Baseado na técnica de ajuste de curvas (*fitting*) do tipo sigmóide, tendo como base desempenhos MCS, obteve-se, de forma

não-exaustiva, a seguinte expressão para a medida da confiabilidade do canal com desvanecimentos Rayleigh lentos e seletivos em frequência:

$$L_c = \frac{-16,6785}{1 + \exp\left(\frac{\frac{E_b}{N_0} (dB) - 8,8324}{2,7642}\right)} + 17,622 \quad (8)$$

Tal expressão permite a obtenção de desempenhos apreciáveis para o sistema com codificação turbo, tanto nas faixas de baixo e médio  $\frac{E_b}{N_0}$  (similares aos reportados na literatura) quanto na região de alto  $\frac{E_b}{N_0}$ . No caso da região de alta  $\frac{E_b}{N_0}$ , desempenhos MCS mostraram-se superiores aos relatados na literatura. Um resultado ilustrativo de desempenho, obtido via simulação MCS, comparando a eficácia da utilização da medida de confiabilidade do canal, expressa pelas equações (7) versus (8), é apresentado na seção IV, figura 3.

Ressalte-se que existem poucos estudos na literatura considerando a equação da confiabilidade do canal para alta região de  $\frac{E_b}{N_0}$ . Neste trabalho, considerou-se a estratégia indireta de obtenção de uma expressão fechada para a confiabilidade do canal a partir dos resultados de desempenho do sistema em termos de taxa de erro de bit. A equação (8) constitui a contribuição deste trabalho.

### C. Decodificação Turbo

A aplicação do algoritmo BCJR à decodificação iterativa resulta na estratégia conhecida como decodificação Turbo. Considerando uma sequência codificada com taxa  $1/n$  no qual o primeiro bit codificado,  $x_{k,1}^{(i)}$ , é igual ao bit de informação  $b_k^{(i)}$ , a LLR *a posteriori* pode ser decomposta numa soma de três parcelas [1]:

$$L(b_k^{(i)} | \mathbf{y}_k) = L(b_k^{(i)}) + L_c y_{k,1}^{(i)} + L_e(b_k^{(i)}) \quad (9)$$

As primeiras duas parcelas estão relacionadas com o bit de informação  $x_k^{(i)}$ . No entanto, a terceira,  $L_e(b_k^{(i)})$ , depende somente dos bits de paridade da palavra de código, denominada de informação extrínseca. Por subtração, a estimativa de  $L(b_k^{(i)})$  pode ser obtida:

$$L_e(b_k^{(i)}) = L(b_k^{(i)} | \mathbf{y}_k) - L(b_k^{(i)}) - L_c y_{k,1}^{(i)} \quad (10)$$

Presume-se que esta estimativa de  $L(b_k^{(i)})$  seja um valor mais preciso da LLR, devendo, *a priori* substituir o valor anterior de  $L(b_k^{(i)})$ . Caso esse procedimento seja repetido de um modo iterativo, fornecendo a um outro decodificador os valores de  $L_c y_{k,1}^{(i)}$  e a nova  $L(b_k^{(i)}) = L_e(b_k^{(i)})$ , espera-se obter uma  $L(b_k^{(i)} | \mathbf{y}_k)$  mais confiável a cada nova iteração. A utilização dessa estratégia diversas vezes (utilizando a equação (9)) caracteriza a decodificação Turbo.

Os inventores dos códigos turbo [1] usaram dois códigos convolucionais recursivos e sistemáticos (RSC), de taxa  $1/2$ , concatenados em paralelo e entrelaçados, e realizaram a decodificação iterativamente com dois decodificadores MAP, figuras 1 e 2, onde P e P<sup>-1</sup> representam o entrelaçador e o desentrelaçador, respectivamente.

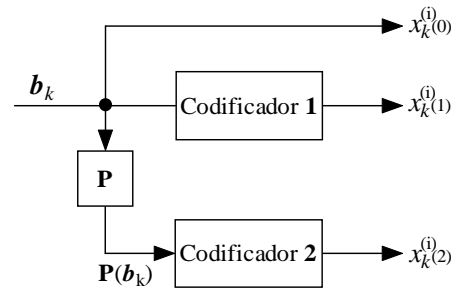


Fig. 1. Codificador Turbo.

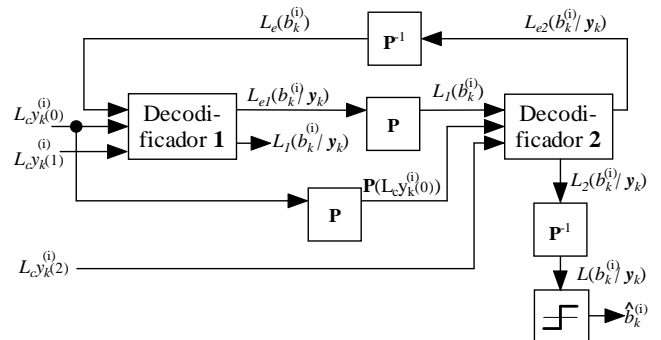


Fig. 2. Decodificador Turbo.

## IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Em todas as simulações Monte Carlo, os seguintes parâmetros de sistema foram adotados: número mínimo de erros/ponto = 10; seqüências de espalhamento aleatórias com ganho de processamento  $N = 31$ ; canal com dois percursos e desvanecimento lento seguindo a distribuição Rayleigh com atrasos aleatórios ordenados e uniformemente distribuídos no intervalo  $[0; N-1]T_c$  e perfil atraso-potência com  $\mathbb{E}[\Psi_{k,1}^2] = 0,652$  e  $\mathbb{E}[\Psi_{k,2}^2] = 0,348$ ,  $\forall k$  e carregamento variável com o número de usuários ativos  $K = [1, 5, 10, 20]$ , dependendo do sistema analisado, resultando em um carregamento,  $L_N = \frac{K}{N}$ .

Para efeito de comparação foram incluídos o desempenho Monte Carlo para o detector convencional (Rake) e o limite analítico quando não há codificação e nem MAI no sistema (SuB - *Single User Bound*) [10]:

$$BER_{SuB} = \frac{1}{2} \sum_{\ell=1}^D \left\{ \left[ 1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_\ell}{\bar{\gamma}_\ell + 1}} \right] \prod_{i, i \neq \ell}^D \frac{\bar{\gamma}_\ell}{\bar{\gamma}_\ell + \bar{\gamma}_i} \right\} \quad (11)$$

onde  $D$  é a diversidade Rake (número de ramos no receptor); neste trabalho, adotou-se  $D = L$  e  $\bar{\gamma}_\ell$  o valor médio quadrático do  $\ell$ -ésimo sinal recebido. Utilizou-se a relação sinal-ruído média no receptor (SNR - *signal-to-noise ratio*),  $\bar{\gamma} = \sum_{\ell=1}^D \bar{\gamma}_\ell$ , no intervalo  $\bar{\gamma} = [0; 16]$  dB para decodificação Turbo e  $\bar{\gamma} = [0; 14]$  dB para decodificador de Viterbi.

A cada realização MCS, assume-se que todos os  $K$  usuários apresentem velocidades constantes e uniformemente distribuídas no intervalo  $[0; v_{max}]$ , resultando em uma frequência Doppler máxima de  $f_D = \frac{v_{max}}{\lambda_c} = 222,2 Hz$  para uma frequência da portadora  $f_c = \frac{1}{\lambda_c} = 2 GHz$ .

A Tabela I sintetiza os principais parâmetros do sistema adotados nas simulações MCS.

TABELA I  
PRINCIPAIS PARÂMETROS DO SISTEMA.

Sistema	K	L <sub>N</sub> (%)	$\bar{\gamma}$	
			Convolutacional	Turbo
S1	1	3,23 %	[0,14] dB	[0,16] dB
S2	5	16,13 %	[0,14] dB	[0,16] dB
S3	10	32,26 %	[0,14] dB	[0,16] dB
S4	20	64,52 %	[0,14] dB	[0,16] dB

Adicionalmente, adotou-se a matriz geradora dos códigos Turbo da forma [1, 15/13, 17/13] em octal. Para a codificação convolutacional adotou-se os polinômios geradores, dado em octal, conforme indicado na tabela II.

TABELA II  
POLINÔMIOS DA CODIFICAÇÃO CONVOLUCIONAL.

Taxa 1/n	Número de Registradores Q	Polinômio			
		g <sub>0</sub>	g <sub>1</sub>	g <sub>2</sub>	g <sub>3</sub>
1/2	8	753	561	-	-
1/3	8	557	663	711	-
1/4	8	765	671	513	473

O desempenho dos algoritmos de Viterbi e Turbo foram analisadas para as três taxas de codificação, 1/2, 1/3 e 1/4, acarretando numa taxa básica de transmissão e tamanho dos pacotes que podem ser observados na tabela III.

TABELA III  
PARÂMETROS DOS ALGORITMOS DE VITERBI E TURBO.

Cenário	1/n	Viterbi		Turbo	
		I	R <sub>b</sub> (bps)	I	R <sub>b</sub> (bps)
1	1/2	280	14400	282	14400
2	1/3	184	9600	186	9600
3	1/4	128	6800	130	6800

Uma comparação de desempenho empregando-se as equações (7) e (8) é apresentada na figura 3. Para as faixas de baixo e médio  $\bar{\gamma}$ , o emprego da equação (8) resulta em desempenho similar ao reportado na literatura, equação (7); adicionalmente, resulta em desempenho consistente para a faixa de alto  $\bar{\gamma}$ . Verifique-se que o emprego da medida de confiabilidade de canal reportado na literatura torna-se inconsistente para alta região de SNR. Neste sentido, a equação proposta torna-se uma melhor opção para a determinação da confiabilidade do canal na região de alta SNR.

A figura 4 apresenta o desempenho do decodificador Turbo com 5 iterações considerando diferentes índices de carregamento (sistemas S1, S2, S3 e S4) e cenário 2. Note-se que o desempenho da estratégia Turbo mostra-se melhor que o SuB, considerando modulação BPSK e ausência de codificação, para toda a faixa de  $\bar{\gamma}$  e número de usuários simulado, mostrando ser uma estratégia capaz de garantir uma baixa BER mesmo para pequenos valores de  $\bar{\gamma}$  quando em canal multipercuso. Observa-se que para garantir uma BER < 10<sup>-4</sup> e considerando K < 10 usuários, é necessário apenas uma relação de  $\bar{\gamma}$  < 16 dB. No entanto, quando aumenta-se o carregamento o desempenho é degradado proporcionalmente, mostrando que a estratégia Turbo é sensível ao aumento do número de usuários no sistema. Quando o carregamento aumentar deve-se utilizar

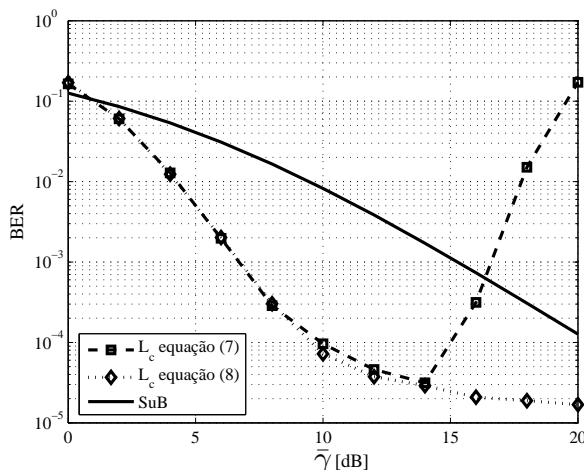


Fig. 3. Comparação das equações (7) e (8) para sistema S2 e cenário 2 e SuB, equação (11).

de forma combinada uma maior taxa de codificação, uma melhor estratégia para o entrelaçador e desentrelaçador e/ou um maior número de iterações visando atingir a BER desejada.

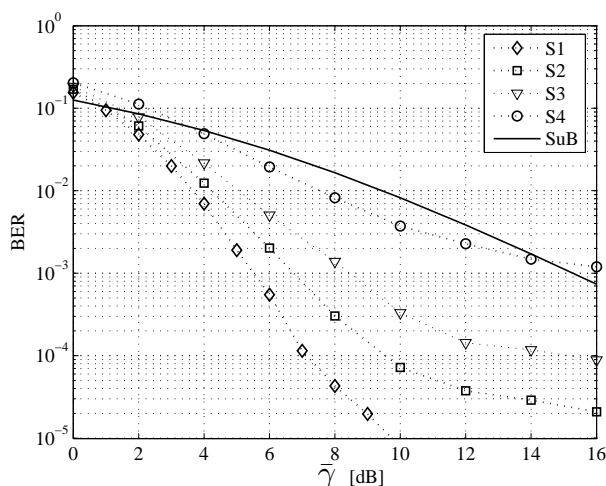


Fig. 4. Desempenho para decodificação Turbo em cenário 2 e N<sub>iter</sub> = 5.

A figura 5 apresenta o desempenho do decodificador de Viterbi considerando diferentes índices de carregamento (sistemas S1, S2, S3 e S4) e cenário 2. Note-se que o desempenho do decodificador de Viterbi também é melhor que o SuB, considerando modulação BPSK e ausência de codificação, para toda a faixa de  $\bar{\gamma}$  e número de usuários simulado, garantindo também uma baixa BER mesmo para pequenos valores de  $\bar{\gamma}$  quando em canal multipercuso. No entanto, quando o carregamento do sistema é incrementado, o desempenho é degradado proporcionalmente, mostrando-se mais sensível ao aumento de carregamento do que o decodificador Turbo, quando na condição do cenário 2 (taxa = 1/n = 1/3).

A figura 6 apresenta o desempenho dos decodificadores de Viterbi e Turbo considerando diferentes taxas de codificação (cenários 1, 2 e 3) e carregamento do sistema S3 (K = 10 usuários). Note-se o enorme ganho de desempenho de ambas as técnicas de codificação em relação ao detector Rake para toda a faixa de  $\bar{\gamma}$  simulada com exceção da codificação



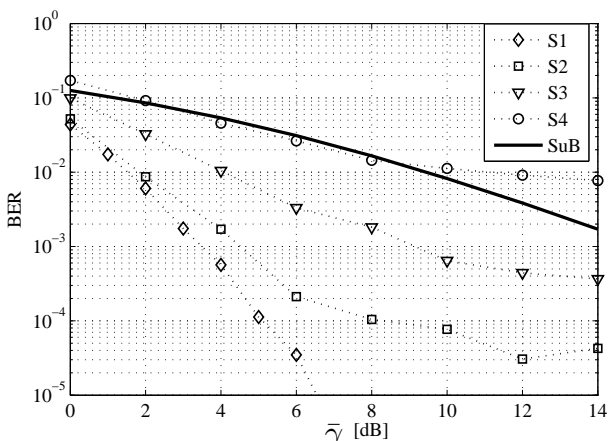


Fig. 5. Desempenho para o decodificador de Viterbi em cenário 2.

convolucional de taxa 1/2 e relação  $\bar{\gamma} < 4$  dB. Esse ganho de desempenho mostra-se mais acentuado à medida que a relação  $\bar{\gamma}$  aumenta. Quando se compara o decodificador Turbo com o de Viterbi observa-se que para taxa de codificação pequena, 1/2, o decodificador Turbo apresenta melhor desempenho para toda a faixa de  $\bar{\gamma}$  simulada e para taxa de codificação de 1/3 para a faixa de  $\bar{\gamma} > 8$  dB.

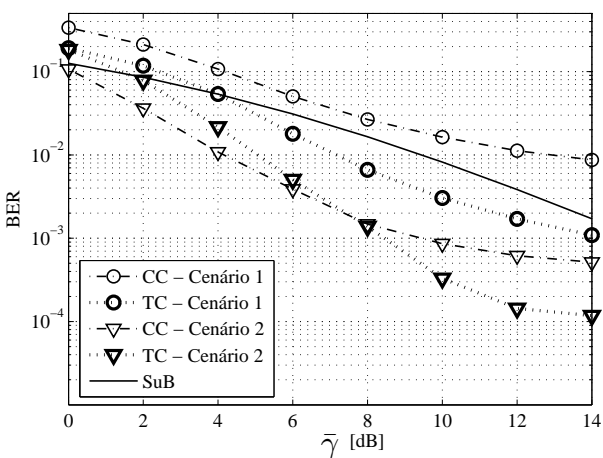


Fig. 6. Desempenho para decodificação Turbo ( $N_{iter} = 5$ ) e Viterbi considerando carregamento do sistema 3 para cenários 1 e 2.

### V. COMPLEXIDADE COMPUTACIONAL

A complexidade dos decodificadores depende diretamente do número de transições treliça por bit de informação. Para o codificador convolucional binário, existem apenas duas transições possíveis para cada um dos  $2^Q$  estados. Com isso, pode-se aproximar a complexidade do decodificador de Viterbi por [16]:

$$\mathcal{O}\{CC(n, Q)\} = nK2^Q \quad (12)$$

Considera-se que o número de transições treliça no algoritmo de decodificação Log-MAP é cerca de três vezes maior que a do algoritmo de Viterbi, pois percorre-se a treliça na direção direta e na direção reversa, além de realizar o cálculo

logarítmico de saída suave. Para códigos Turbo é utilizado uma estratégia de decodificação que utiliza dois decodificadores (figura 2), com isso, a complexidade computacional da decodificação Turbo, utilizando-se do algoritmo Log-MAP pode ser aproximada por [16]:

$$\mathcal{O}\{TC(n, Q)\} = 6N_{iter}nK2^Q \quad (13)$$

Para a análise do requisito de memória utilizada pelos decodificadores deve-se considerar o número de estados da treliça por bloco codificado. Para o codificador convolucional binário, observações realizadas para o algoritmo de Viterbi mostraram que todos os percursos sobreviventes dos estados correntes da treliça surgem, no máximo, dos  $5 \times (Q + 1)$  estados anteriores da treliça. Com isso, a cada instante da decodificação, apenas  $5 \times (Q + 1)$  transições são armazenadas na memória. Portanto, para o algoritmo de Viterbi o requisito de memória é dado por [16]:

$$Mem\{CC(n, Q)\} = 5(Q + 1)K2^Q \quad (14)$$

O algoritmo Log-MAP requer armazenar as variáveis  $\gamma$ ,  $\alpha$  e  $\beta$ . O requisito de memória para o algoritmo Log-MAP é também cerca de três vezes o requisito do algoritmo de Viterbi. Consequentemente, o requisito de memória da estratégia Turbo é de [16]:

$$Mem\{TC(n, Q)\} = 3IK2^Q \quad (15)$$

A tabela IV apresenta esses resultados considerando sistema S3 e que o decodificador Turbo apresenta uma menor complexidade em termos do número de transições na treliça por bit transmitido e também um menor requisito de memória quando comparado ao decodificador de Viterbi. Através das equações (12) e (13) e considerando o número de registradores  $Q = 8$  e  $3$  para os decodificadores de Viterbi e Turbo, respectivamente, obtém-se uma relação indicando que ao se utilizar um número de iterações  $N_{iter} \leq 5$  para a estratégia Turbo, esta apresentará uma menor complexidade. Observa-se que o requisito de memória da estratégia Turbo diminui com o aumento da taxa de codificação, enquanto que para a decodificação convolucional, este requisito mantém-se constante, independentemente da taxa.

TABELA IV

CARACTERIZAÇÃO DA COMPLEXIDADE E EXIGÊNCIAS DE MEMÓRIA DOS DIFERENTES DECODIFICADORES DE CANAL.

Código ( $n, Q$ )	Número de estados ( $2^Q$ )	Algoritmo Decodificação	Tamanho do Bloco ( $I$ )	Complexidade ( $\mathcal{O}$ )	Requisito Memória ( $Mem$ )
Código Convolucional (CC - Convolutional Code)					
CC(2,8)	256	VA	280	5120	115200
CC(3,8)	256	VA	184	7680	115200
CC(4,8)	256	VA	128	10240	115200
Código Convolucional Turbo (TC - Turbo Convolutional Code)					
TC(2,3)	8	MAP	282	4800	67680
TC(3,3)	8	MAP	186	7200	44640
TC(4,3)	8	MAP	130	9600	31200

A figura 7 indica que o aumento da complexidade é linear com o aumento do número de usuários e taxa de codificação para ambos os algoritmos de detecção. Essa afirmação pode ser verificada através das equações (12) e (13).

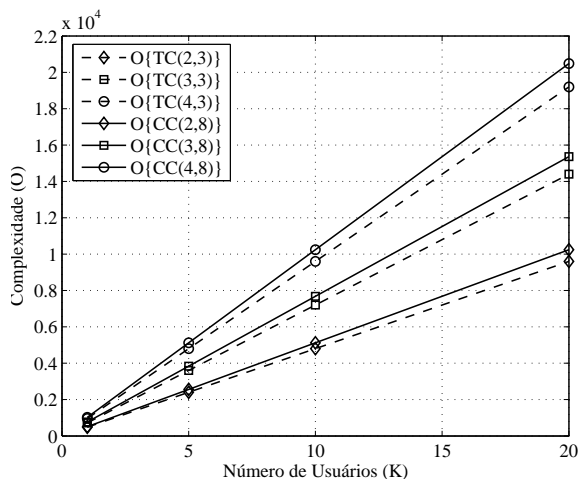


Fig. 7. Complexidade em termos do número de transições na treliça por bit de informação.

A figura 8 também indica que o aumento do requisito de memória é linear com o aumento do número de usuários e taxa de codificação para ambos os algoritmos de detecção. Além disso, observa-se que o requisito de memória decresce com o aumento da taxa de codificação para o decodificador Turbo.

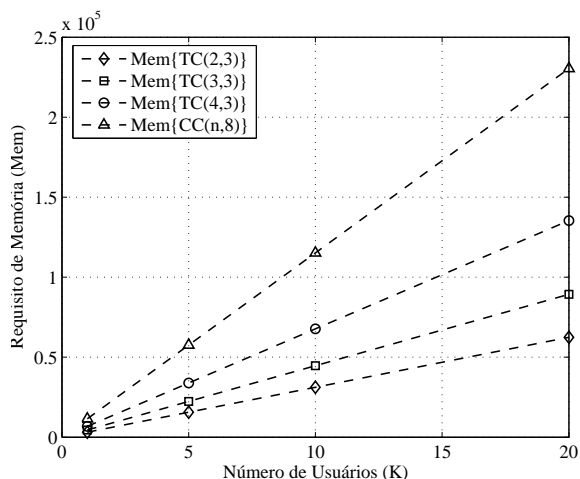


Fig. 8. Requisito de memória em termos do número de estados da treliça por bloco codificado.

Considerando os resultados apresentados na tabela IV e nas figuras 7 e 8, percebe-se que a estratégia Turbo mostra-se mais eficiente, pois apresenta uma menor complexidade e menor requisito de memória em relação ao decodificador convolucional para todos os sistemas analisados.

## VI. CONCLUSÕES

Neste trabalho propôs-se uma nova equação baseada no ajuste de curva do tipo sigmóide para a medida de confiabilidade do canal multipercursos com desvanecimento lento e seletivo em frequência. Como resultado, obteve-se melhor consistência em termos de desempenho nas regiões de alta SNR em sistemas de múltiplo acesso DS/CDMA e detecção uniusuário (SuD), operando sob diversas condições de carregamentos e codificação, mostrando ser uma escolha mais

apropriada para a medida de confiabilidade do canal em comparação às equações sugeridas na literatura até o momento.

Comparou-se as estratégias de decodificação considerando como métricas o desempenho (BER), a complexidade e o requisito de memória. Resultados de desempenho MCS, de complexidade em termos de transições treliça por bit de informação e requisitos de memória mostraram que a decodificação Turbo é superior à convolucional (menor complexidade e menor requisito de memória), quando considerada a mesma taxa de codificação e apresenta melhor desempenho (BER) quando a quantidade de bits de informação é maior, desde que o número de iterações não seja superior a 5 e para um número de registradores específicos para a (de)codificação convolucional do padrão IS-95 e da (de)codificação turbo do padrão do cdma2000, respectivamente.

Assim, a estratégia de decodificação Turbo mostra-se mais atrativa para a implementação na estação rádio-base de sistemas 3G, pois apresentou um melhor compromisso desempenho e complexidade, quando comparado ao decodificador de Viterbi.

## REFERÊNCIAS

- [1] C. Berrou, A. Glavieux, P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding", in Proc. ICC 1993, pp. 1064-1070.
- [2] W. Koch, A. Baier, "Optimum and Sub-Optimum Detection of Coded Data Disturbed by Time-Varying inter-Symbol Interference", IEEE Globecom, pp. 1679-1684, Dec. 1990.
- [3] J. A. Erfanian, S. Pasupathy, G. Gulak, "Reduced Complexity Symbol detectors with Parallel Structures for ISI Channels", IEEE Trans. Communications, vol. 42, pp. 1661-1671, 1994.
- [4] P. Robertson, E. Villebrun, P. Hoeher, "A Comparison of Optimal and sub-Optimal MAP Decoding Algorithms Operating in the Log Domain", Proc. Intern. Conf. Communications (ICC), pp. 1009-1013, Jun. 1995.
- [5] J. Hagenauer, P. Hoeher, "A Viterbi algorithm with Soft-Decision Outputs and Its Applications", in Proc. of GLOBECOM'1989, Dallas, Texas, pp. 47.1.1-47.1.7, Nov. 1989.
- [6] J. Hagenauer, "Source-controlled channel decoding", IEEE Transactions on Communications, vol. 43, pp. 2449-2457, September 1995.
- [7] L. R. Bahl and J. Cocke and F. Jelinek and J. Raviv, "Optimal Decoding of Linear Codes for Minimizing Symbol Error Rate", IEEE Transactions on Information Theory, IT-20, pp. 284-287, March 1974.
- [8] A. J. Viterbi, "Error Bounds for Convolutional Codes and an Asymptotically Optimum Decoding Algorithm", IEEE Transactions on Information Theory, vol. IT-13, pp. 260-269, April 1967.
- [9] J. G. Proakis, M. Salehi, *Communication Systems Engineering*, Prentice-Hall, 1994.
- [10] J. Proakis. *Digital Communications*. 2. ed., McGraw-Hill, 1995.
- [11] S. Verdú, *Multiuser Detection*. U.K.: Cambridge Univ. Press, 1998.
- [12] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi e F. Pollara, "Soft-Output Decoding Algorithms in Iterative Decoding of Turbo Codes", The Telecommunications and Data Acquisition Progress Report 42-124, Jet Propulsion Laboratory, Pasadena, California, pp. 63-87, Oct. 1995.
- [13] S. Benedetto, D. Divsalar, G. Montorsi e F. Pollara, "A soft-input soft-output Maximum A Posteriori (MAP) module to decode parallel and serial concatenated codes", TDA progress report 42-127, Nov. 1996.
- [14] J. P. Woodard, L. Hanzo, "Comparative Study of Turbo Decoding Techniques: An Overview", IEEE Transactions on Vehicular Technology, Nov. 2000, Vol. 49, No. 6, pp 2208-2234.
- [15] M. R. Soleymani, Y. Gao e U. Vilaipornsawai, *Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2002.
- [16] T. H. Liew, L. Hanzo, "Space-Time Block Codes and Concatenated Channel Codes: A Historical Perspective and Comparative Study", Proc. of the IEEE, Febr. 2001.
- [17] TIA/EIA/IS-2000-2, "Physical Layer Standard for cdma2000 Spread Spectrum Systems", Telecommunications Industry Association, 1999.
- [18] 3rd Generation Partnership Project (3GPP), 3G TS 25.212, v3.5.0, Multiplexing and Channel Coding (FDD). Dec. 2000.