

Um Esquema Semi-Cego de Estimação, Detecção e Decodificação Turbo Combinadas

Richard Demo Souza, Javier Garcia-Frias e Bartolomeu F. Uchôa-Filho

Resumo—Apresentamos um esquema semi-cego para detecção e decodificação turbo combinadas para canais desconhecidos e com interferência entre os símbolos. O método proposto usa um número reduzido de símbolos conhecidos e minimiza a probabilidade de má-convergência característica dos métodos cegos, mesmo para canais com vários coeficientes. Além do mais, o esquema semi-cego leva a uma menor taxa de erro de bit e a um decréscimo na complexidade computacional quando comparado com métodos cegos. A redução em complexidade aumenta com o número de coeficientes do canal.

Palavras-Chave—Equalização turbo, algoritmo de Baum-Welch, estimativa semi-cega, códigos turbo, canais com IES.

Abstract—We present a semi-blind approach to combined detection and turbo decoding for unknown ISI channels. The proposed method utilizes very few training symbols and minimizes the probability of ill-convergence characteristic of full-blind approaches, even for long ISI channels. Furthermore, the semi-blind approach leads to an improved bit error rate performance and a decrease in the overall computational burden when compared with full blind schemes. The reduction in computational complexity increases with the ISI channel length.

Keywords—Turbo equalization, Baum-Welch algorithm, semi-blind estimation, turbo codes, ISI channels.

I. INTRODUÇÃO

Dois dos fatores que impõem os maiores limites no desempenho de um sistema prático de comunicações são a interferência entre os símbolos (IES), ou seletividade em frequência, e a presença de ruído aditivo. As soluções típicas para o combate de cada um desses problemas são, respectivamente, o projeto de equalizadores [1] e de códigos corretores de erros [2]. Por muito tempo costumou-se estudar e combater cada uma destas duas instâncias em separado, sem interação entre os processos de equalização e decodificação. Entretanto, a partir de 1993, e após a introdução dos códigos turbo [3], houve uma importante mudança de foco. Desde então tem havido um esforço considerável em aplicar o princípio turbo [3] no caso de equalização e decodificação iterativa. Pode-se

Richard Demo Souza está vinculado ao Departamento Acadêmico de Eletrônica e ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial (CPGEI), Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, CEFET/PR, Curitiba - PR, Brasil. Fone: +55 41 3104684. richard@cpgei.cefetpr.br

Javier Garcia-Frias está vinculado ao Electrical and Computer Engineering Department, University of Delaware, Newark - DE, EUA. Fone: +1 302 8310751. jgarcia@ece.udel.edu

Bartolomeu F. Uchôa-Filho está vinculado ao Grupo de Pesquisa em Comunicações, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis - SC, Brasil. Fone: +55 48 3317540. uchoa@eel.ufsc.br

Este trabalho foi financiado em parte pela CAPES (BEX2506/02-5) e pelo CNPQ (141577/2001-0, 302568/2002-6, 472448/2003-0) (Brasil), e pela NSF CAREER/PECASE Award CCR-0093215 (EUA).

dizer que o trabalho pioneiro na área foi apresentado em [4], onde um dos codificadores constituintes foi substituído pelo canal, o qual pode ser visto como uma máquina de estados. Os avanços seguintes foram em sua maioria na tentativa de diminuir a complexidade computacional do esquema, como por exemplo [5]–[7], onde o equalizador baseado na treliça do canal é substituído por versões mais simples. Porém, um outro grupo de pesquisadores, em [8], [9], seguiu no intuito de fazer o desempenho do esquema de equalização e decodificação iterativa [4] se aproximar ainda mais da capacidade do canal com IES [10]. Em [8], [9], além dos autores manterem o equalizador baseado na treliça do canal, o chamado equalizador MAP¹, o codificador convolucional usado em [4] é substituído por um codificador turbo, o qual propicia um maior ganho de codificação.

Porém, em um sistema prático de comunicações digitais é muito provável que o canal com IES seja desconhecido ou variante no tempo. Tanto em [5], [6] como em [9], os autores procuraram soluções para incorporar a estimativa do canal dentro do processamento iterativo entre equalização e decodificação. O primeiro trabalho considera equalizadores baseados em filtragem transversal, e algoritmos tradicionais como o LMS e o RLS [11] para a estimativa do canal, onde o foco é um receptor com baixa complexidade. Em [9] o foco é se aproximar da capacidade de canal, e o autor considera uma alternativa cega, baseada em detecção MAP e turbo decodificação iterativa, onde o princípio turbo também é aplicado na estimativa do canal, que é feita usando-se o algoritmo de Baum-Welch [12]–[14].

O algoritmo de Baum-Welch é um método para calcular o modelo oculto de Markov [15] que maximiza localmente a probabilidade de que uma dada seqüência tenha sido gerada pelo modelo. Entretanto, embora o algoritmo de Baum-Welch sempre converja para um máximo, o método cego proposto em [9] não pode garantir convergência global para qualquer canal com IES. Além do mais, a probabilidade de que a solução obtida com o método proposto em [9] caia em um máximo local aumenta com o aumento do comprimento da IES. Técnicas baseadas em restrições lineares, como a introduzida em [16], podem ser utilizadas em conjunto com o esquema proposto em [9] para combater a questão da má-convergência deste, porém às expensas de um aumento na complexidade computacional.

Nosso objetivo neste trabalho é propor um método, simples computacionalmente, que possa garantir a convergência do esquema cego em [9], e assim permitir a sua utilização em

¹Daqui em diante usaremos o termo detecção para o processo de equalização de máxima-*a-posteriori* (MAP), com intuito de não gerar confusão entre as técnicas de equalização linear e não-linear baseadas em filtragem transversal [1].

condições mais práticas, como, por exemplo, no caso de um sistema de comunicações móveis. Assim, introduzimos um esquema semi-cego que, como será mostrado através de exaustivas simulações computacionais, minimiza a probabilidade de má convergência, e reduz consideravelmente o custo computacional quando comparado com o esquema cego em [9]. Além disso, a redução na complexidade computacional aumenta com o aumento do comprimento da IES, enquanto que a degradação na taxa líquida de informação (devida aos símbolos conhecidos) é insignificante.

Este trabalho é organizado da seguinte maneira. Na Seção II introduzimos o modelo do sistema a ser considerado. A Seção III discute a interação entre os blocos de estimativa de canal, detecção e decodificação, além de como os poucos símbolos conhecidos são levados em conta no esquema semi-cego. Simulações computacionais, comparando o esquema semi-cego proposto e o esquema cego em [9], são apresentadas na Seção IV. Por fim, a Seção V fecha o presente trabalho com os nossos comentários finais.

II. MODELO DO SISTEMA

Suponha que o canal discreto equivalente, com IES, seja modelado como o filtro transversal em tempo discreto (DTTF) de Forney [17], com coeficientes h_n e saída v_k definida como:

$$v_k = \sum_{n=0}^L h_n x_{k-n} + n_k, \quad (1)$$

onde $x_k \in \{-1, 1\}$ é a seqüência de entrada do canal, e corresponde aos dados codificados modulados em BPSK, e n_k é uma seqüência de ruído branco, com média nula e variância σ^2 . O canal com IES tem comprimento $L + 1$. A fonte u_k é uma seqüência aleatória binária simétrica, independente e identicamente distribuída. Os bits de informação u_k são codificados usando um código turbo paralelo padrão de taxa $1/3$ [3], com um entrelaçador de comprimento M , e dois codificadores constituintes de taxa $R = 1/2$ e com matriz geradora $G(D) = [1; \frac{1+D+D^2+D^3}{1+D^2+D^3}]$. Após os bits terem sido codificados, eles são agrupados e processados por um entrelaçador de canal de comprimento J , formando a seqüência x_k que será enviada através do canal equivalente discreto (1), como é esquematicamente mostrado na Figura 1.

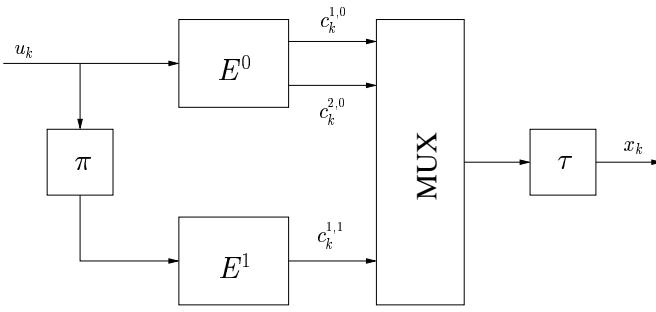


Fig. 1. Codificador turbo paralelo de taxa $1/3$, onde E^0 e E^1 são os codificadores convolucionais constituintes, π é o entrelaçador do codificador turbo, τ é o entrelaçador do canal, u_k são os bits de entrada, $c_k^{i,j}$ os bits codificados, e x_k são os símbolos BPSK que serão transmitidos pelo canal com IES.

Na Figura 2 apresentamos o diagrama de blocos para o receptor proposto em [9], que consiste em três blocos básicos: o detector, que diz respeito ao canal com IES; e os dois decodificadores correspondentes a cada um dos codificadores convolucionais constituintes do código turbo. Cada bloco calcula informação extrínseca a respeito dos dados recebidos, e esta é passada aos outros blocos onde será então usada como informação *a priori* [9]. O processo continua iterativamente como num esquema de decodificação turbo padrão [3], com a diferença que cada uma das iterações inclui não apenas uma passagem por cada um dos dois decodificadores constituintes, mas também pelo detector.

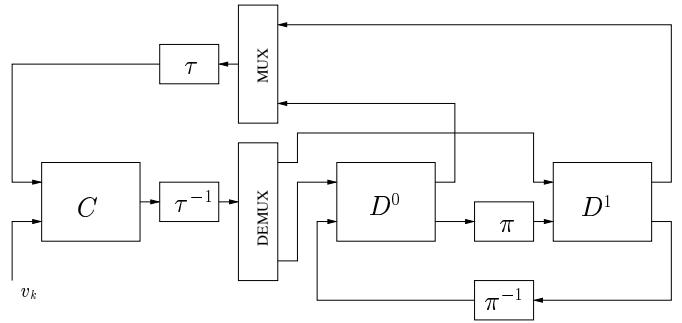


Fig. 2. Diagrama de blocos para o receptor, onde D^0 e D^1 são os decodificadores constituintes, C é o bloco do canal (responsável tanto pela estimativa dos coeficientes como pela detecção dos dados transmitidos), v_k são os símbolos recebidos, π é o entrelaçador do codificador, e τ é o entrelaçador do canal.

III. ESTIMAÇÃO, DETECÇÃO E DECODIFICAÇÃO COMBINADAS

A detecção (equalização MAP) e a turbo decodificação são realizadas através da treliça do canal com IES e das treliças dos codificadores convolucionais constituintes [8], [9], ao passo que o cálculo da informação extrínseca a ser determinada em cada bloco segue o algoritmo proposto em [8]. Maiores detalhes sobre este equacionamento, que não é a contribuição deste trabalho, podem ser encontrados em [3], [8], [9], [18], [19].

Nosso foco neste trabalho está em resolver a má convergência na estimativa do canal. Estimação esta que é realizada usando-se o algoritmo de Baum-Welch [12]–[14] sobre o modelo oculto de Markov definido pela treliça com 2^L estados correspondente ao canal com IES. A aplicação do algoritmo de Baum-Welch neste caso resulta em um processo de estimativa iterativa dos parâmetros do canal necessários para a detecção e a decodificação. Estes parâmetros são $v(e)$, a saída do canal associada a um dado ramo e da treliça do canal, e σ^2 , a variância do ruído.

As recursões que definem o algoritmo de Baum-Welch no nosso caso podem ser escritas como [9], [14], [16]:

$$\alpha_k(s) = \sum_{e:s^E(e)=s} \alpha_{k-1}[s^S(e)] p[v_k|e], \quad (2)$$

para $1 \leq k \leq J + L$, e

$$\beta_k(s) = \sum_{e:s^S(e)=s} \beta_{k+1}[s^E(e)] p[v_{k+1}|e], \quad (3)$$

para $J + L - 1 \geq k \geq 0$, onde

$$p[v_k|e] = \frac{1}{\sigma_{(i-1)}\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(v_k - v(e)^{(i-1)})^2}{2\sigma_{(i-1)}^2}\right), \quad (4)$$

$s^S(e)$ e $s^E(e)$ representam os estados inicial e final associados com um dado ramo, e , na treliça do canal, e onde $v(e)^{(i-1)}$ e $\sigma_{(i-1)}^2$ são as estimativas dos parâmetros $v(e)$ e σ^2 obtidas na iteração anterior.

Se considerarmos que o canal com IES é levado ao estado 0 ao final do bloco de informação, então as recursões acima podem ser inicializadas como $\alpha_0(0) = 1$, $\beta_{J+L}(0) = 1$, e $\alpha_0(s) = 0$, $\beta_{J+L}(s) = 0$ para $s \neq 0$. As probabilidades de transição de cada um dos ramos na treliça do canal podem ser calculadas como [9], [16]:

$$P_k(e|E) = \frac{1}{P(v_1 \dots v_{J+L})} \alpha_{k-1}[s^S(e)] p[v_k|e] \beta_k[s^E(e)], \quad (5)$$

e os parâmetros atualizados $v(e)^{(i)}$ e $\sigma_{(i)}^2$ como [9], [16]:

$$v(e)^{(i)} = \frac{\sum_{k=1}^J P_k(e|E) v_k}{\sum_{k=1}^J P_k(e|E)}, \quad (6)$$

e

$$\sigma_{(i)}^2 = \frac{1}{J} \sum_{k=1}^J \sum_e P_k(e|E) (v(e)^{(i)} - v_k)^2. \quad (7)$$

No método cego de estimação, detecção e decodificação combinadas proposto em [9], uma estimativa inicial do canal é obtida rodando-se BW = i iterações do algoritmo de Baum-Welch. Chamaremos esta fase de “BW inicial”². Após o BW inicial, a estimativa do canal é refinada em cada uma das iterações do método de detecção e decodificação combinadas, como apresentado em [9], que consiste em uma iteração do algoritmo de Baum-Welch, seguida de uma iteração do decodificador turbo. Chamamos esta fase de “estimação, detecção, e decodificação combinadas”.

No esquema semi-cego que propomos, os primeiros T_r bits do bloco de informação são considerados conhecidos. Portanto, os primeiros T_r bits sistemáticos e os primeiros T_r bits codificados na saída do primeiro codificador constituinte também são conhecidos. O entrelaçador de canal vai posicionar estes $2 \times T_r$ símbolos conhecidos ao longo do bloco de símbolos a serem transmitidos numa forma que depende das características do próprio entrelaçador. Inserir os símbolos conhecidos antes do processo de codificação permite que esta informação *a priori* seja usada não somente no processo de estimativa, mas também no processo conjunto de detecção e decodificação. No método convencional, explorado por exemplo em [5], [6], os símbolos conhecidos são inseridos após o processo de codificação, e, dessa forma, são usados apenas durante a estimativa de canal, sendo descartados no processo de decodificação. Note também que, devido a essa informação *a priori* dada pelos símbolos conhecidos, as

²Note que, para a convergência no sentido da decodificação, o erro médio quadrático aceitável após a estimativa inicial do canal pode ser de algumas ordens de magnitude menor do que a variância do ruído. Este ponto extremamente ruidoso de operação justifica o uso do algoritmo de Baum-Welch ao invés de outras técnicas mais convencionais de estimativa de canal, como, por exemplo, o algoritmo LMS [11].

equações apresentadas em [9] precisam ser modificadas. Mais especificamente, para cada uma das treliças (tanto no detector como nos decodificadores constituintes) as probabilidades de transição de cada um dos ramos correspondentes a um símbolo conhecido devem ser fixadas em 1, da mesma forma como foi feito em [20], [21] para o caso apenas de estimativa de canal.

IV. A ESTRUTURA SEMI-CEGA VS. A ESTRUTURA CEGA

Nesta seção investigamos o desempenho do receptor semi-cego quando usado em um enlace de comunicações, e comparamos os resultados com aqueles do receptor cego proposto em [9]. Dois canais diferentes são considerados, um com 2 e o outro com 5 coeficientes, os quais foram usados em [9]. Além do mais, separamos a análise em duas partes para cada um dos canais. Na primeira nos concentramos na estimativa do canal, ou na fase BW inicial como definimos na seção anterior. Em seguida, dado que um número de iterações foi realizado na fase BW inicial e que uma primeira estimativa do canal está disponível, consideramos a convergência no sentido da decodificação, a fase de “estimação, detecção e decodificação combinadas” como descrito na Seção III.

A. Canal com 2 Coeficientes - Fase BW Inicial

Considere o canal com 2 coeficientes utilizado em [9], $h_0 = \sqrt{0.5}$, $h_1 = -\sqrt{0.5}$, o qual é o canal com 2 coeficientes que introduz a mais severa IES [10]. Quando o algoritmo de Baum-Welch é aplicado na forma cega (como em [9]) para estimar os parâmetros do canal, 20% dos blocos sofrem de má-convergência, apresentando uma ambiguidade de π radianos na fase. Note porém que em [9] o canal com IES é sempre levado ao estado 0 através do uso de alguns bits adicionais. Além disso, o estado inicial também é sempre o estado 0. Este conhecimento (condições de contorno) é explorado pelo algoritmo de Baum-Welch, e explica porque apenas 20% dos blocos apresentam problemas de convergência. Se estas condições fossem removidas, a probabilidade de má convergência seria de 50%. Esta dificuldade de convergência foi o que motivou a inserção de alguns poucos símbolos conhecidos dentro do bloco de informação (esquema semi-cego) para minimizar a probabilidade de má-convergência.

Assim, aplicando-se o esquema semi-cego proposto, somos capazes de obter estimativas quasi-perfeitas dos parâmetros do canal para 100% dos 1000 blocos simulados, com um número de símbolos conhecidos de $T_r \geq 16$ bits de informação, e, como em [9], um bloco de bits de informação de comprimento $M = 16384$ bits. A Figura 3 mostra a evolução da estimativa dos coeficientes em função do número de iterações, para um número de símbolos conhecidos de $T_r = \{16, 32, 163\}$ e $E_b/N_0 = 0.75$ dB³. Fica claro pela Figura 3 que a complexidade computacional pode ser reduzida se utilizarmos um número maior de símbolos conhecidos: para $T_r = 163$, menos do que 30 iterações do algoritmo de Baum-Welch são necessárias para se obter uma estimativa quasi-perfeita dos parâmetros do canal para 100% dos 1000 blocos simulados,

³Supondo que a energia dos símbolos transmitidos através do canal seja unitária, a relação E_b/N_0 é definida como $(R \cdot 2\sigma^2)^{-1}$, onde R é a taxa do código e σ^2 é a variância do ruído.

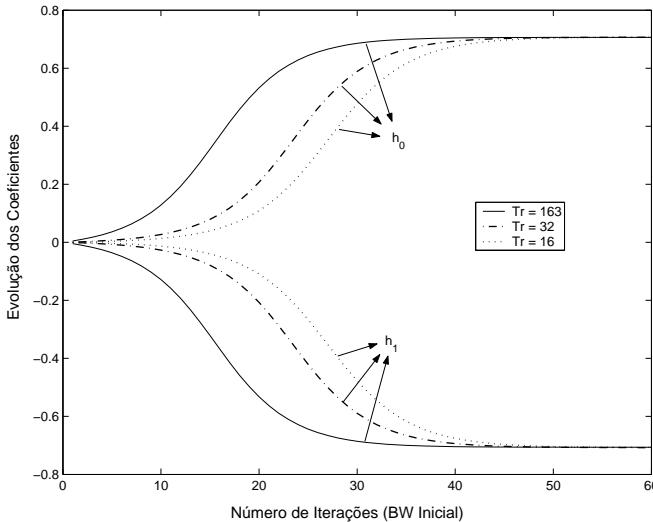


Fig. 3. Evolução da estimativa dos coeficientes como função do número de iterações na fase BW inicial, para o canal com IES: $[h_0 = \sqrt{0.5}, h_1 = -\sqrt{0.5}]$, $E_b/N_0 = 0.75$ dB, e um número de bits conhecidos de $T_r = \{163; 32; 16\}$ bits. As curvas representam a média de mais de 48 milhões de símbolos transmitidos sobre o canal.

a um custo de apenas 1% da taxa de informação transmitida sobre o canal.

B. Canal com 2 Coeficientes - Fase de Estimação, Detecção, e Decodificação Combinadas

Agora consideramos que um certo de número de iterações é realizado na fase BW inicial, e então a fase de estimação, detecção e decodificação combinadas é iniciada, onde um outro número de iterações há de ser realizado para se atingir a convergência no sentido da decodificação. Nesta seção consideraremos sempre que o número de símbolos conhecidos dentro do bloco de informação é de $T_r = 163$ bits (onde o bloco tem comprimento 16384 bits).

A Figura 4 contém uma comparação entre o número de iterações do algoritmo de Baum-Welch usadas na fase BW inicial, e o número de iterações necessárias na fase de estimação, detecção e decodificação combinadas, para se obter a convergência na decodificação. O código turbo usado nas simulações é aquele apresentado na Seção II, e $E_b/N_0 = 0.75$ dB.

Note que o número total de iterações (da fase BW inicial somadas com as da fase de estimação, detecção e decodificação combinadas) necessárias para convergência é menor do que 45 quando o número de iterações na fase BW inicial é menor do que 30. Isto quer dizer que o método semi-cego proporciona uma diminuição de mais de 50% no número total de iterações quando comparado com o método cego proposto em [9], o qual requer um total de 90 iterações para convergência quando o número de iterações na fase BW inicial é menor do que 30, como podemos verificar na Figura 5.

Além do mais, para o método semi-cego, a relação E_b/N_0 necessária para convergência é 0.05 dB menor do que a requerida pelo método cego descrito em [9]. Como podemos ver na Figura 6, na qual assumimos que 30 iterações são

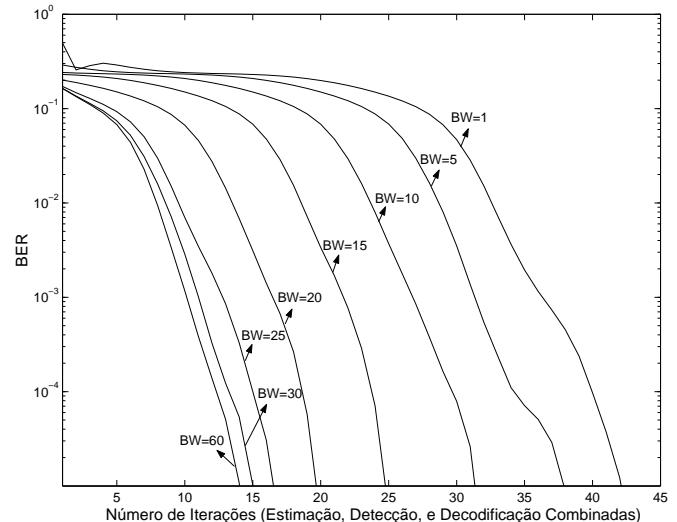


Fig. 4. Taxa de erro de bit (BER) versus o número de iterações na fase de estimação, detecção, e decodificação combinadas, para o método semi-cego, o canal com IES: $[h_0 = \sqrt{0.5}, h_1 = -\sqrt{0.5}]$, e utilizando-se o código turbo de taxa 1/3. Para cada uma das curvas uma estimativa inicial dos parâmetros do canal (fase BW inicial) é obtida após $BW = i$ iterações do algoritmo de Baum-Welch, onde $i \in \{1, 5, 10, 15, 20, 25, 30, 60\}$. Após a fase BW inicial, a fase de estimação, detecção e decodificação combinadas é iterada o número de vezes mostrado no eixo X do gráfico. O número de símbolos conhecidos dentro do bloco de informação é de $T_r = 163$ bits, e $E_b/N_0 = 0.75$ dB. As curvas representam a média de mais de 48 milhões de símbolos transmitidos através do canal.

realizadas na fase BW inicial, uma E_b/N_0 de 0.75 dB é necessária para convergência no sentido da decodificação. Para o caso do método cego, uma $E_b/N_0 = 0.8$ dB é requerida para convergência (veja os resultados para o método 1 em [9, Figura 7]). Do cálculo da capacidade de canal [10], pode-se mostrar que apenas 30% deste melhoramento, *i.e.* 0.015 dB, vêm da redução de 1% na taxa líquida de informação a ser transmitida⁴. Portanto, os outros 70% da melhoria (*i.e.* 0.035 dB) resultam do desempenho superior do esquema semi-cego em relação ao esquema cego em termos de convergência.

C. Canal com 5 Coeficientes - Fase BW Inicial

Para o caso do canal com 2 coeficientes, o sistema proposto em [9] é capaz de resolver o problema da má convergência do método cego. Isto é feito através de um esquema para detectar ambiguidades de π radianos (característica de canais com apenas 2 coeficientes), o que permite determinar se houve um erro na estimação do canal, e reiniciar o método de detecção e decodificação combinadas com a fase correta. Entretanto, para canais com mais de 2 coeficientes, as soluções locais encontradas pelo algoritmo de Baum-Welch não se restringem apenas a ambiguidades de π radianos em relação à fase da solução ótima. Uma solução local nesse caso pode ser completamente diferente da solução global. Este fato degrada

⁴Note que, no esquema semi-cego, 163 bits são considerados conhecidos dentro do bloco de 16384 bits de informação. Assim, a taxa total é reduzida de 1/3 para 0.99/3.

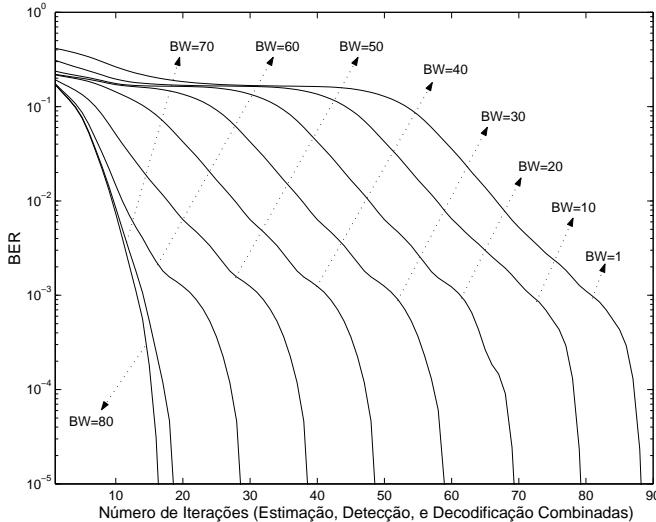


Fig. 5. Taxa de erro de bit (BER) versus o número de iterações na fase de estimativa, detecção e decodificação combinadas, para o método cego, o canal com IES: $[h_0 = \sqrt{0.5}, h_1 = -\sqrt{0.5}]$, e utilizando-se o código turbo de taxa 1/3. Para cada uma das curvas uma estimativa inicial dos parâmetros do canal (fase BW inicial) é obtida após $BW = i$ iterações do algoritmo de Baum-Welch, onde $i \in \{1, 10, 20, 30, 40, 50, 60, 70, 80\}$. Após a fase BW inicial, a fase de estimativa, detecção e decodificação combinadas é iterada o número de vezes mostrado no eixo X do gráfico. O sistema opera cegamente e usa o método para detectar ambiguidades de π radianos na fase descrito em [9]. A relação sinal-ruído é $E_b/N_0 = 0.8$ dB. As curvas representam a média de mais de 48 milhões de símbolos transmitidos através do canal.

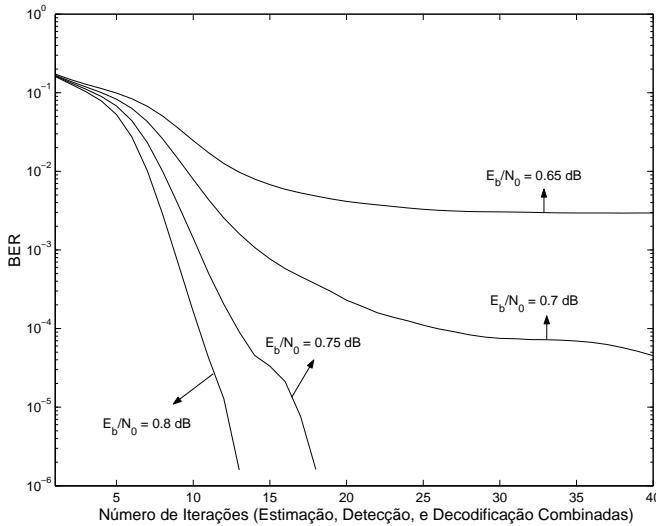


Fig. 6. Taxa de erro de bit (BER) versus o número de iterações na fase de estimativa, detecção e decodificação combinadas, para o método semi-cego, o canal com IES: $[h_0 = \sqrt{0.5}, h_1 = -\sqrt{0.5}]$, e utilizando-se o código turbo de taxa 1/3. BW = 30 iterações são realizadas na fase BW inicial. O conjunto de relações E_b/N_0 considerado é $[0.65; 0.70; 0.75; 0.80]$ dB. As curvas representam a média de mais de 60 milhões de símbolos transmitidos através do canal.

seriamente o desempenho do método proposto em [9] no caso de canais com mais de 2 coeficientes.

Para melhorar o desempenho do esquema cego nestes casos é possível aplicar o método proposto em [16], onde os autores fazem uso de um modelo paramétrico para o canal, como por exemplo aquele dado por (1), e introduzem um conjunto de restrições lineares que melhoraram consideravelmente a confiabilidade da estimativa dos parâmetros usando o algoritmo de Baum-Welch.

Resumidamente, o método proposto em [16] é, ao final de cada iteração, calcular a estimativa de mínimos quadrados para os coeficientes do modelo dado por (1) que melhor reproduza o modelo oculto de Markov identificado pelo algoritmo de Baum-Welch, e então recalcular o modelo Markoviano para o novo conjunto de coeficientes obtidos. Em outras palavras, é transferir a treliça para o modelo oculto de Markov que representa o canal (que em geral não pode ser reproduzida livre de erro por um sistema linear como (1)), para um modelo baseado em filtragem transversal. Em seguida, constrói-se a nova treliça para o canal baseada neste conjunto de novos coeficientes. Esta será a treliça que será usada na próxima iteração, tanto para refinar a estimativa dos parâmetros do canal, como para realizar a detecção. Seguindo-se este procedimento, os autores de [16] provaram que o algoritmo de Baum-Welch sempre converge para o máximo global, a menos de uma ambiguidade de π radianos. Assim, usando-se deste conjunto de restrições lineares, o método cego é capaz de convergir para qualquer canal com IES, não apenas aqueles com 2 coeficientes.

Entretanto, a desvantagem de se usar o método das restrições lineares em [16] é que o número de iterações requeridas na fase BW inicial é muito grande. A Figura 7 mostra que, para o canal com 5 coeficientes: $[h_0 = \sqrt{0.45}, h_1 = \sqrt{0.25}, h_2 = \sqrt{0.15}, h_3 = \sqrt{0.1}, h_4 = \sqrt{0.05}]$ utilizado em [8] e [9], e assumindo um bloco de informação de $M = 9997$ bits e $E_b/N_0 = 2.3$ dB como em [9], mais do que 100 iterações são necessárias, em média, para se obter uma estimativa inicial dos coeficientes do canal. Por outro lado, como podemos ver também na Figura 7, usando-se o método semi-cego proposto aqui, com apenas $T_r = 300$ símbolos conhecidos, um pouco menos do que 20 iterações na fase BW inicial são suficientes para se obter uma ótima estimativa dos parâmetros do canal para 100% dos 1000 blocos simulados.

D. Canal com 5 Coeficientes - Fase de Estimação, Detecção e Decodificação Combinadas

Considere que 30 iterações tenham sido realizadas na fase BW inicial para se obter uma primeira estimativa do canal no caso do esquema semi-cego. Como mostrado na Figura 7, isto nos levaria a uma estimativa inicial muito próxima dos reais valores dos coeficientes do canal. A seguir, verificamos que apenas outras 7 iterações em média (15 no pior caso) são necessárias na fase de estimativa, detecção e decodificação combinadas para atingir a convergência no sentido da decodificação para 100% dos 1000 blocos simulados. Para o esquema cego proposto em [9], com a adição das restrições lineares introduzidas em [16], cerca de 130 iterações são necessárias na fase BW inicial, e, em média outras 8.3 iterações (21 no pior caso) na fase de estimativa, detecção e decodificação combinadas para atingir a convergência no sentido da decodificação.

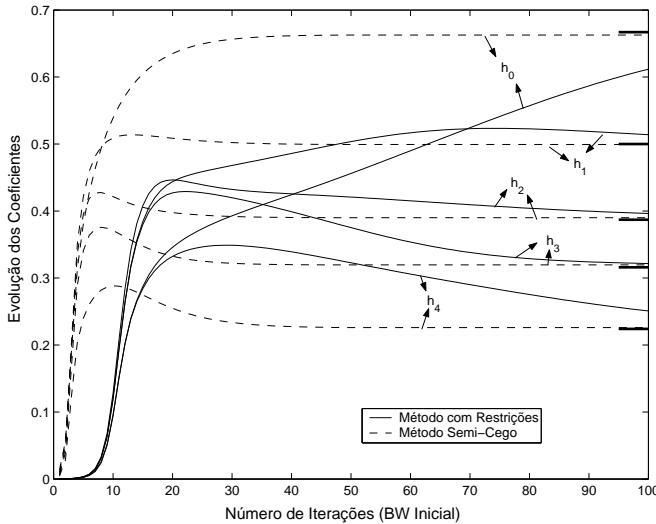


Fig. 7. Evolução da estimativa dos coeficientes como função do número de iterações na fase BW inicial, para o canal com IES: $[h_0 = \sqrt{0.45}, h_1 = \sqrt{0.25}, h_2 = \sqrt{0.15}, h_3 = \sqrt{0.1}, h_4 = \sqrt{0.05}]$, onde $E_b/N_0 = 2.3$ dB e o número de símbolos conhecidos dentro do bloco de informação é de $T_r = 300$ bits. As linhas contínuas correspondem ao esquema cego [9] com as restrições lineares introduzidas em [16]. As linhas tracejadas correspondem ao método semi-cego proposto neste trabalho. Os valores corretos dos coeficientes do canal são mostrados como linhas grossas no canto direito do gráfico. As curvas representam a média de mais de 30 milhões de símbolos transmitidos através do canal.

Para o canal com 5 coeficientes, e o código turbo usado nestas simulações, a fase de estimação, detecção, e decodificação combinadas tem cerca de duas vezes a complexidade computacional da fase BW inicial. Considerando-se também o acréscimo devido às restrições lineares no caso do método cego, o esquema semi-cego proposto neste trabalho tem apenas 30% da complexidade computacional do esquema cego introduzido em [9].

V. COMENTÁRIOS FINAIS

Neste trabalho propusemos um método semi-cego para estimação, detecção e decodificação turbo combinadas para canais discretos. O método proposto é capaz de resolver o problema da má convergência inherente aos esquemas cegos ao custo de uma pequena diminuição na taxa de informação que pode ser enviada através do canal. Além de minimizar a probabilidade de má convergência, o esquema semi-cego proposto requer menos iterações, e uma menor relação E_b/N_0 , para convergir quando comparado ao método cego. A redução na complexidade computacional em relação a outros métodos

presentes na literatura aumenta com o aumento do comprimento da IES, e até mesmo para canais com apenas 2 coeficientes, essa redução é maior do que 50%.

REFERÊNCIAS

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [2] S. Lin and D. J. Costello Jr. *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*. Prentice-Hall, 1983.
- [3] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1262-1271, Oct. 1996.
- [4] C. Douillard, M. Jezequel, C. Berrou, A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux, "Iterative correction of intersymbol interference: turbo equalization," *European Transactions on Telecommunications*, pp. 507-511, Sep. 1997.
- [5] C. Laot, *Egalisation Autodidacte et Turbo-Égalisation: Application aux Canaux Sélectifs en Fréquence*, Thèse de l'Université de Rennes I, Juil., 1997.
- [6] C. Laot, A. Glavieux, and J. Labat, "Turbo equalization: adaptive equalization and channel decoding jointly optimized," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 19, no. 9, pp. 1744-1752, Sept. 2001.
- [7] M. Tüchler, Kotter, R., and Singer, A. C., "Turbo equalization: principles and new results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, May 2002.
- [8] D. Raphaeli and Y. Zarai, "Combined turbo equalization and turbo decoding," *IEEE Commun. Letters*, vol. 2, no. 4, April 1998.
- [9] J. Garcia-Frias and J. D. Villasenor, "Combined turbo detection and decoding for unknown channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, no. 1, pp. 79-85, Jan. 2003.
- [10] W. Hirt and J. L. Massey, "Capacity of the discrete-Gaussian channel with intersymbol interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 34, no. 3, pp. 380-388, May 1988.
- [11] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, Prentice Hall, Third Edition, 1996.
- [12] L. E. Baum and T. Petrie, "Statistical inference for probabilistic functions on finite state Markov chains," *Ann. Math. Stat.*, vol. 37, pp. 1554-1563, 1966.
- [13] L. E. Baum and G. R. Sell, "Growth functions for transformations on manifolds," *Pacific J. Math.*, vol. 32, no. 2, pp. 211-227, 1968.
- [14] L. R. Rabiner, "A tutorial on hidden Markov models and selected applications in speech recognition," *Proc. of the IEEE*, vol. 77, no. 2, pp. 257-285, Feb. 1989.
- [15] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, John Wiley & Sons, 1991.
- [16] C. Anton-Haro, J. A. R. Fonollosa, and J. R. Fonollosa, "Blind channel estimation and data detection using hidden Markov models," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 45, no. 1, pp. 241-247, Jan. 1997.
- [17] G. D. Forney Jr, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972.
- [18] L. R. Bahl, J. Cocke, F. Jelinek, and J. Raviv, "Optimal decoding of linear codes for minimizing symbol error rate," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. IT-20, pp. 284-287, Mar. 1974.
- [19] J. Garcia-Frias and J. D. Villasenor, "Combined blind equalization and turbo decoding," in *Proc. IEEE Communication Theory Mini-Conference*, Vancouver, Canada, June 1999
- [20] H. A. Cirpan and M. K. Tsatsanis, "Stochastic maximum likelihood methods for semi-blind channel estimation," *IEEE Signal Proc. Letters*, vol. 5, no. 1, pp. 21-24, Jan. 1998.
- [21] P. Chen and H. Kobayashi, "Semi-blind channel estimation and signal detection using hidden Markov channels," in *Proc. IEEE Globecom'00*, pp. 1051-1055, San Francisco, USA, Nov. 2000.