

Desempenho de uma Estrutura Semi-Cega de Detecção e Turbo Decodificação Conjunta Aplicada a Canais Contínuos no Tempo

Richard Demo Souza¹ e Javier Garcia-Frias²

Resumo—Receptores que operam à taxa de símbolos, e que estimam a resposta ao impulso do canal, têm tido seu desempenho avaliado com base no canal equivalente discreto (DTTF) proposto por Forney, que inclui um filtro casado, e requer o conhecimento prévio do canal. Se o meio for desconhecido, então o modelo DTTF passa a representar um limitante superior para o sistema. Usando um modelo alternativo para o canal equivalente discreto, estimamos a perda de desempenho relativa ao modelo DTTF para um receptor semi-cego operando à taxa de símbolos e que envolve detecção e turbo decodificação conjunta. Nossos resultados mostram que as perdas podem ser desprezíveis.

Palavras-Chave—Estimação semi-cega, detecção e turbo decodificação conjunta, filtro casado.

Abstract—Symbol-sampled receivers that estimate the channel response have had their performance evaluated via Forney's model for the equivalent channel (DTTF). This model contains the matched filter, and thus requires the previous knowledge of the continuous-time channel impulse response. If the continuous channel is unknown then the DTTF model becomes an upper bound on the system performance. Using an alternative model for the equivalent discrete-time channel, we estimate the performance loss relative to the DTTF model for a symbol-sampled semi-blind receiver, with combined data detection and turbo decoding. Our results show that the losses can be negligible.

Keywords—Semi-blind estimation, combined data detection and turbo decoding, matched filter.

I. INTRODUÇÃO

A combinação das operações de detecção e turbo decodificação para canais com interferência intersimbólica (IES) tem atraído considerável atenção nos últimos anos [1], [3], [4]. Um novo método cego, baseado na detecção e na turbo decodificação de máximo a posteriori (MAP), foi recentemente proposto em [1].

Porém, o desempenho destas estruturas têm sido repetidamente aferido apenas para o canal modelado como um filtro transversal discreto no tempo (DTTF). Esse modelo vem da famosa estrutura proposta por Forney em 1972, o estimador de máxima verossimilhança [5], onde o meio de transmissão é representado por um canal equivalente discreto. Em [5] é demonstrado que a saída da cascata do filtro casado,

um amostrador à taxa de símbolos e um filtro branqueador provê estatísticas suficientes para tal estimação. Assim o canal discreto seria a cascata do filtro transmissor, do canal contínuo, do filtro casado, do amostrador e do filtro branqueador. Porém, para o projeto do filtro casado é necessário o conhecimento prévio da resposta ao impulso do canal contínuo no tempo, o que torna irreal a utilização deste modelo quando desconhecemos esta resposta.

Em [6] e [7] é demonstrado que, no caso de um canal contínuo no tempo e desconhecido, um receptor discreto só pode prover estatísticas suficientes para uma estimação de máxima verossimilhança se o sinal recebido for amostrado à uma taxa superior à taxa de símbolos. Esse resultado tem duas conseqüências diretas. A primeira é que para se obter a otimalidade seria necessário aumentar ainda mais a complexidade computacional, devido à sobreamostragem, de sistemas já bastante complexos como [1]. A segunda é que, no caso de se aplicar uma estrutura discreta, amostrada à taxa de símbolos, diretamente à recepção de dados transmitidos via um canal contínuo no tempo e desconhecido, ocorrerá uma perda de desempenho, provocada pela correspondente insuficiência estatística.

Neste artigo nós investigamos exatamente o segundo caso, utilizando uma estrutura semi-cega, baseada na estrutura cega de [1]. Como nosso objetivo é evitar o aumento de complexidade computacional que seria oriundo da superamostragem, precisamos estimar a perda de desempenho decorrente desta opção. Para tal consideramos dois casos. O primeiro caso, ou caso ideal, é aquele em que a estrutura é avaliada usando-se o modelo DTTF equivalente para o meio de transmissão contínuo. Este será a referência ou o limitante superior para o desempenho do sistema. O segundo caso, ou caso real, considera um modelo para o canal equivalente discreto onde o filtro casado é substituído por um filtro receptor casado ao filtro de transmissão, refletindo a falta de conhecimento prévio da resposta ao impulso do canal contínuo no tempo. A seguir estimamos a perda de desempenho do caso real em relação ao ideal, em dB's, em termos da Capacidade de Informação ou Taxa de Informação [14]. Na seqüência verificamos o valor estimado através de simulações computacionais.

Note que o receptor utilizado para as simulações presentes neste artigo é na realidade uma modificação da estrutura proposta em [1], de cega para semi-cega, e teve o objetivo de eliminar o problema da convergência local apresentada pelo método cego. Além do mais, a estrutura semi-cega possui uma complexidade computacional consideravelmente

¹ Grupo de Pesquisa em Comunicações, GPqCom - EEL - CTC - UFSC, Florianópolis - SC, e-mail: richard@eel.ufsc.br. Este trabalho foi financiado em parte pelo CNPq, através da bolsa de Doutorado 141577/2001-0, e pela CAPES através da bolsa de Doutorado Sanduíche BEX2506/02-5.

² Department of Electrical and Computer Engineering, University of Delaware, Newark - DE, USA, e-mail: jgarcia@mail.eecis.udel.edu. This work was partially supported by NSF CARRER/PECASE Award CCR-0093215.

reduzida, apresentando uma perda insignificante de eficiência em termos de taxa transmissão [2].

II. MODELO DO CANAL EQUIVALENTE DISCRETO

Nós consideramos dois diferentes modelos para se obter o canal equivalente discreto. O primeiro considera o caso em que a resposta ao impulso do canal contínuo no tempo é conhecida e é usada para o cálculo do filtro casado como apresentado em [5]. Este será considerado como o caso ideal. O segundo caso considera a resposta ao impulso do canal contínuo desconhecida e o filtro casado é substituído por um filtro receptor casado com o filtro transmissor.

A. Caso Ideal: Canal Conhecido

Aqui a resposta ao impulso do canal contínuo no tempo, $c(t)$, é conhecida no receptor. Neste caso podemos considerar o modelo introduzido por Forney em [5], o DTF. O diagrama de blocos do modelo pode ser visto na Figura 1.

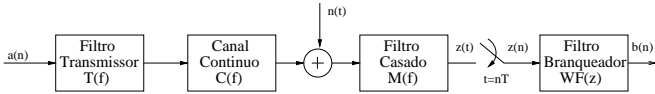


Fig. 1. Diagrama de blocos para o caso do canal conhecido.

Os dados discretos $a(n)$ são primeiro processados por um filtro transmissor, cuja resposta ao impulso é $t(t)$, antes de serem transmitidos através de um canal contínuo no tempo, $c(t)$. No receptor, os dados de saída do canal, adicionados a um ruído Gaussiano branco, $n(t)$, entram no filtro casado, $M(f)$, com resposta ao impulso $m(t)$ casada com a cascata do filtro transmissor e do canal contínuo no tempo, $t(t) \star c(t)$, onde \star é a operação de convolução. A saída do filtro casado é então amostrada, na taxa de símbolos, T , e em seguida processada pelo filtro branqueador $WF(z)$, produzindo o sinal discreto $b(n)$.

A resposta ao impulso $t(t) \star c(t) \star m(t)$ será chamada de $g(t)$, e sua versão amostrada à taxa de símbolos de $g(n)$. Devido ao filtro casado, $g(n)$ pode ser vista como uma função de autocorrelação, seu espectro racional associado $G(z)$ tem a propriedade de que $G(z) = G^*(1/z^*)$, onde o sobrescrito $*$ significa complexo conjugado. Assim, as $2 \times L$ raízes de $G(z)$ têm a simetria de que se ρ é uma raiz, $1/\rho^*$ também é uma raiz. Como consequência, $G(z)$ pode ser escrita como [10]:

$$G(z) = A^2 \frac{\prod_{k=1}^L (1 - c_k z^{-1})(1 - c_k^* z)}{\prod_{k=1}^L (1 - d_k z^{-1})(1 - d_k^* z)}, \quad (1)$$

onde $|c_k| \leq 1$, $|d_k| < 1$ e $A \in \mathcal{R}$. Portanto, $G(z)$ pode ser fatorada como:

$$G(z) = \left[A \frac{\prod_{k=1}^L (1 - c_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^L (1 - d_k z^{-1})} \right] \left[A \frac{\prod_{k=1}^L (1 - c_k^* z)}{\prod_{k=1}^L (1 - d_k^* z)} \right] = G^+(z)G^-(z) = G^+(z) (G^+(1/z^*))^*, \quad (2)$$

onde $G^+(z)$ é causal, $G^-(z)$ é anti-causal, e A^2 pode ser determinado via [10]:

$$\ln A^2 = \int_{-\pi}^{\pi} \ln [G(e^{j\theta})] d\theta. \quad (3)$$

Escolhendo-se o filtro branqueador $WF(z)$ como:

$$WF(z) = \frac{1}{G^-(z)} = \frac{1}{(G^+(1/z^*))}, \quad (4)$$

o ruído na sua saída, $w(n)$, será branco, com a mesma variância de $n(t)$. Além do mais, podemos escrever $b(n)$ como:

$$b(n) = \sum_k a(n-k)f(k) + w(n), \quad (5)$$

onde $f(k) = g^+(k)$ é a transformada inversa de $G^+(z)$, e é o filtro equivalente transversal, de tempo discreto, proposto por Forney.

B. Caso Real: Canal Desconhecido

O diagrama de blocos da Figura 2 apresenta o modelo a ser considerado na determinação do canal discreto equivalente para o caso de o canal contínuo no tempo ser desconhecido e o receptor operar com amostragem à taxa de símbolos.

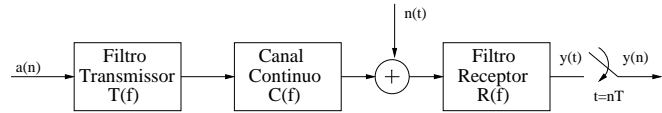


Fig. 2. Diagrama de blocos para o caso do canal desconhecido.

Neste caso o filtro branqueador está ausente e o filtro casado é substituído por um filtro receptor, $R(f)$, com resposta ao impulso $r(t)$ casada à resposta ao impulso do filtro transmissor, que é conhecida no receptor. A saída deste filtro, dada por $y(t)$, é então amostrada à taxa de símbolos, T , produzindo $y(n)$. Assim, $y(n)$ pode ser escrito como:

$$y(n) = \sum_k a(n-k)h(k) + w(n), \quad (6)$$

onde $h(k)$ é a versão amostrada à taxa de símbolos da resposta ao impulso $h(t)$ do canal equivalente, definida como:

$$h(t) = t(t) \star c(t) \star r(t), \quad (7)$$

e $w(n)$ é a versão amostrada à taxa de símbolos de $w(t)$, onde:

$$w(t) = n(t) \star r(t). \quad (8)$$

Em geral $w(n)$ é um ruído Gaussiano colorido.

III. A ESTRUTURA SEMI-CEGA

Nesta seção apresentamos brevemente a estrutura semi-cega de estimação, detecção e turbo decodificação conjunta [2] que será utilizada nas simulações. Primeiro é necessário apresentar a estrutura dos dados transmitidos, que são turbo codificados [9], para a seguir apresentar o receptor propriamente dito.

A. O Codificador

A fonte, definida como $u(n)$, é uma seqüência aleatória binária independente e identicamente distribuída. Os bits de informação $u(n)$ são codificados usando um codificador turbo paralelo [9], de taxa $R = 1/3$, com um *interleaver*, (π), de comprimento B , e dois codificadores convolucionais constituintes iguais, de taxa $R = 1/2$, e matriz geradora $G(D) = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1+D+D^2+D^3}{1+D^2+D^3} \end{bmatrix}$.

Após os bits terem sido turbo codificados, eles são agrupados e processados por um *interleaver* de canal, (τ), e a seguir modulados em BPSK, finalmente formando assim a seqüência $a(n)$, onde $a(n) \in \{-1, 1\}$, que será transmitida através do canal discreto equivalente, $h(k)$ ou $f(k)$.

Na estrutura semi-cega os primeiros T_r bits do bloco de bits de informação, de comprimento B , são conhecidos. Portanto, os primeiros T_r bits sistemáticos e os primeiros T_r bits codificados do primeiro codificador constituinte são também conhecidos. O *interleaver* de canal posicionará os $2 \times T_r$ símbolos conhecidos dentro do bloco de símbolos a serem transmitidos de uma maneira que depende das características do *interleaver*.

O motivo pelo qual levamos em conta a utilização de uma técnica semi-cega ao contrário da estrutura cega proposta em [1] é a susceptibilidade da última em relação aos mínimos locais. O uso de uns poucos bits de treinamento dentro do bloco de informação permite a minimização da probabilidade da convergência local e ainda por cima proporciona uma diminuição de pelo menos 50% no número de iterações a serem executadas no receptor [2].

B. O Receptor

Uma vez que o canal é considerado desconhecido é necessário efetuar um processo de estimação de canal antes que o receptor produza uma estimativa dos dados transmitidos. A estimação é efetuada usando-se o algoritmo de Baum-Welch [8] através da treliça com 2^L -estados correspondente ao canal equivalente discreto, cuja ordem é L . O algoritmo é executado uma série de vezes antes da primeira iteração da estrutura de detecção e turbo decodificação [1], provendo assim uma estimativa inicial do canal equivalente. Essa estimativa é ainda refinada ao final de cada iteração do processo combinado de detecção e turbo decodificação [1].

O receptor consiste em três blocos: um detector relativo ao canal com IES e dois decodificadores correspondentes aos dois codificadores constituintes do código turbo. O detector faz uso da treliça do canal discreto equivalente e do algoritmo de Baum-Welch, da mesma forma que o estimador. Os dois decodificadores, cada um correspondente a um dos codificadores constituintes do código turbo, fazem uso do algoritmo BCJR como em [9].

Cada bloco calcula informação extrínseca para ser repassada a cada um dos outros blocos, como explicado em [1] e [4]. Note entretanto que o cálculo da informação extrínseca também precisa ser modificado para levar em conta os símbolos de treinamento. Para cada uma das treliças (tanto para o detector como para os dois decodificadores) as prob-

abilidades de transição de cada ramo correspondente a um símbolo conhecido são fixadas em 1, como em [11], [12].

A Figura 3 apresenta um diagrama de blocos do receptor, onde E representa o bloco responsável tanto pela estimação de canal como pela detecção, D^1 é o primeiro decodificador, D^2 é o segundo decodificador, π é o *interleaver* do codificador turbo, π^{-1} o *deinterleaver*, τ é o *interleaver* de canal e τ^{-1} o *deinterleaver*.

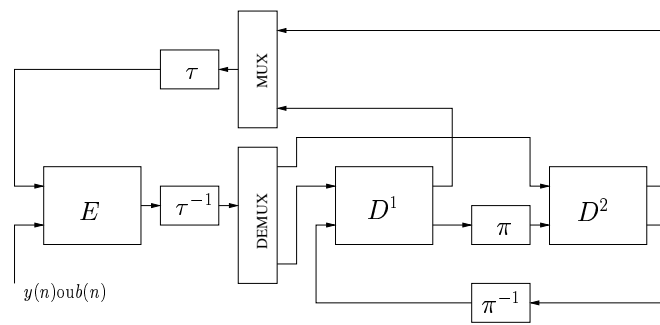


Fig. 3. Diagrama de blocos do receptor.

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção nós procuramos determinar, numericamente, a perda em dB's, em termos da Capacidade de Canal [14], quando usamos a estrutura de recepção semi-cega, amostrada à taxa de símbolos, diretamente em um sistema de transmissão onde o canal é contínuo no tempo.

A. Determinação dos Canais Discretos

Considere um modelo para o canal contínuo no tempo formado por dois impulsos de mesma amplitude e atrasados no tempo de uma fração do instante de símbolo:

$$c(t) = \sqrt{0.5} \times \delta(t) - \sqrt{0.5} \times \delta(t - \mu), \quad (9)$$

onde $\delta(t)$ é o impulso, $\mu = \frac{9}{10}T$ e T é o período de símbolo¹. O filtro de transmissão é do tipo raiz de cosseno levantado com fator de excesso de faixa $\beta = 0.35$ [13]. No caso do canal ser desconhecido, o filtro receptor será casado ao filtro transmissor de forma que o pulso resultante seja do tipo cosseno levantado com fator de excesso de faixa $\beta = 0.35$.

No caso ideal nós consideramos que a resposta ao impulso do canal em tempo contínuo, $c(t)$, é conhecida. Assim, o filtro casado tem resposta ao impulso $m(t)$ casada com a cascata entre o filtro transmissor e o canal contínuo, $t(t) \star c(t)$, e o filtro branqueador $WF(z)$ pode ser projetado via fatoração espectral [10]. Usando os parâmetros apresentados acima, a resposta ao impulso resultante

$$g(t) = t(t) \star c(t) \star m(t),$$

e sua versão amostrada à taxa de símbolos, $g(n)$, têm a forma mostrada na Figura 4.

¹O objetivo de manter os dois raios em (9) com igual amplitude é procurar maximizar a interferência intersimbólica resultante.

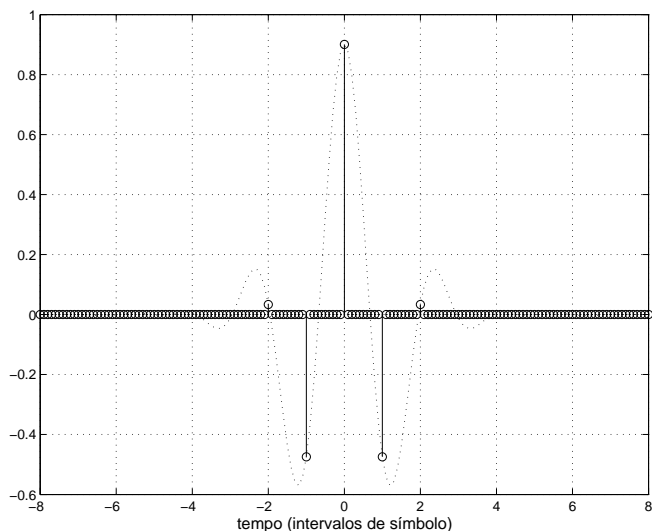


Fig. 4. Resposta ao impulso resultante $g(t)$ e sua versão amostrada à taxa de símbolos. Caso ideal.

A resposta ao impulso amostrada $g(n)$ tem transformada z dada por:

$$G(z) = 0.0334z^2 - 0.4746z^1 + 0.9005 - 0.4746z^{-1} + 0.0334z^{-2}. \quad (10)$$

Nesse caso as $L = 4$ raízes são:

$$[12.0754; 1.2596; 0.7939; 0.0828],$$

e conseqüentemente $G(z)$ pode ser fatorada como:

$$G^+(z) = A(1 - 0.7941z^{-1})(1 - 0.0828z^{-1}), \quad (11)$$

e

$$G^-(z) = A(1 - 0.7941z)(1 - 0.0828z), \quad (12)$$

onde $A^2 = 0.5079$. Escolhendo $G^-(z)$ como o filtro branqueador, o filtro transversal a tempo discreto (DTTF) equivalente tem transformada $F(z) = G^+(z)$ dada por:

$$F(z) = 0.7127 - 0.6248z^{-1} + 0.04686z^{-2}. \quad (13)$$

No caso real, onde a resposta ao impulso do canal em tempo contínuo é desconhecida, a resposta ao impulso resultante

$$h(t) = t(t) \star c(t) \star r(t)$$

e sua versão amostrada à taxa de símbolos a partir do instante ótimo de amostragem t_0 têm a forma dada pela Figura 5. O instante ótimo de amostragem é definido como aquele que resulta na seqüência discreta com a maior energia [16].

A resposta ao impulso amostrada $h(n)$ tem transformada z dada por:

$$H(z) = 0.6368 - 0.6947z^{-1} + 0.0549z^{-2}. \quad (14)$$

Note que, uma vez que o filtro receptor é do tipo raiz de cosseno levantado, a densidade espectral de potência de $w(t)$, amostrada à taxa de símbolos, será constante em todo o espectro, o que faz com que $w(n)$ seja um ruído Gaussiano branco como no caso ideal.

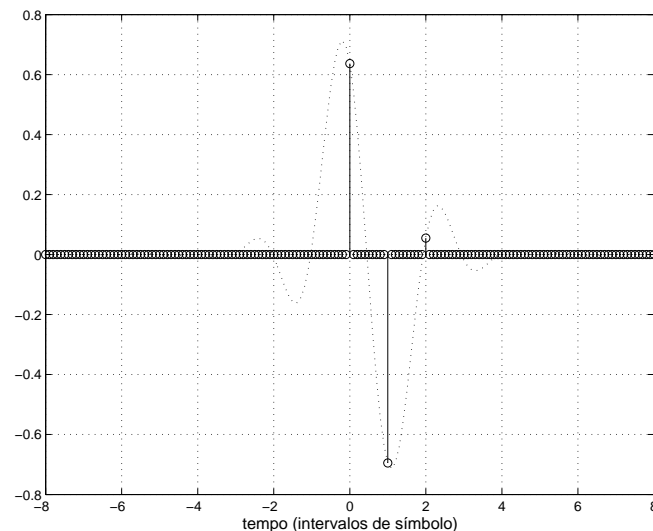


Fig. 5. Resposta ao impulso resultante $h(t)$ e sua versão amostrada à taxa de símbolos. Caso real.

Uma tentativa para se estimar a perda em termos de Capacidade de Canal quando utilizamos diretamente a estrutura semi-cega, amostrada à taxa de símbolos, para estimação, detecção e turbo decodificação de dados transmitidos através de um meio contínuo no tempo como o modelado acima, seria o cálculo da capacidade dos dois diferentes canais Gaussianos com IES dados por $H(z)$ e $F(z)$. Como nós restringimos a fonte a ser do tipo i.i.d., a máxima informação mútua passa a ser chamada de taxa de informação [14] ou capacidade de informação [15], e é dada por:

$$C_{i.i.d.} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log_2 \left[1 + 2 \frac{E_s}{N_0} |\mathcal{H}(e^{j\theta})|^2 \right] d\theta, \quad (15)$$

onde $\frac{E_s}{N_0}$ é a relação sinal-ruído, em termos da energia de símbolo E_s , e $\mathcal{H}(e^{j\theta})$, onde $z = e^{j\theta}$, é a transformada da resposta ao impulso do canal, seja ela $h(k)$ ou $f(k)$.

Calculando a taxa de informação em função da relação sinal-ruído para os dois canais FIR equivalentes dados por $F(z)$ e $H(z)$ chegamos ao resultado apresentado na Figura 6. Como podemos ver, com base na taxa de informação, a perda em relação ao caso ideal é muito pequena, podendo ser estimada como sendo de apenas 0.075 dB.

B. Simulações Computacionais

Nas simulações a seguir utilizamos a estrutura sucintamente apresentada nas seções III-A e III-B. Os blocos de informação têm comprimento $B = 10000$ bits, onde apenas $T_r = 300$ bits dentro do bloco são considerados conhecidos. A escolha de $T_r = 300$ bits se dá a fim de minimizar a probabilidade de má convergência e diminuir a complexidade computacional da estrutura originalmente cega proposta em [1]. Maiores detalhes podem ser obtidos em [2].

Na Figura 7 temos, para o caso ideal, onde o canal discreto equivalente $F(z)$ é dado por (13), a taxa de erro de bit (BER) versus o número de iterações da estrutura semi-cega de detecção e turbo decodificação combinada [2], para as relações

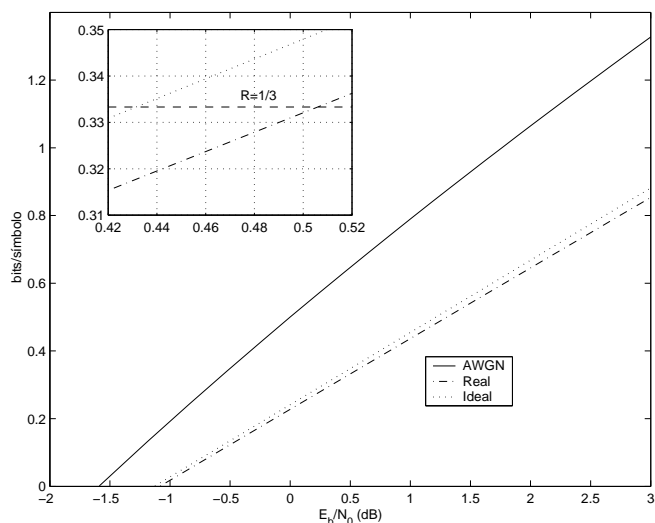


Fig. 6. Capacidade do canal Gaussiano e taxa de informação dos canais Gaussianos com IES com resposta em frequência dada por $H(z)$ (Real) e $F(z)$ (Ideal). AWGN é o canal Gaussiano sem IES. No detalhe um zoom ao redor da taxa $R = 1/3$

sinal ruído $E_b/N_0 = \{1.15; 1.2\}$ dB, onde E_b é a energia de bit. Como podemos ver, a uma BER de 10^{-6} , somos capazes de transmitir com uma E_b/N_0 tão baixa quanto 1.2 dB.

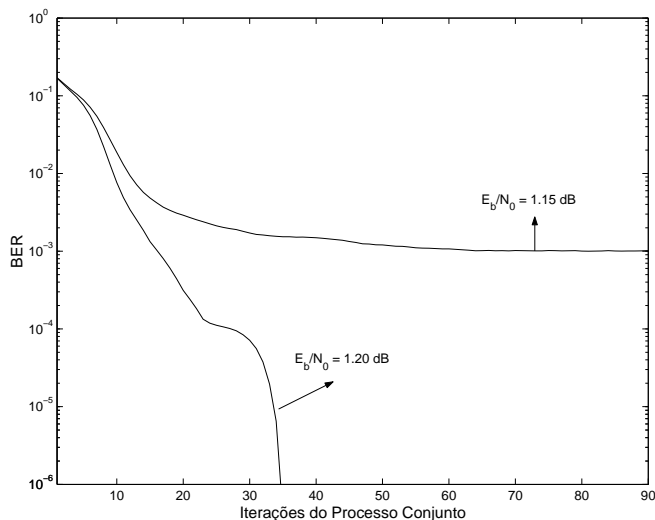


Fig. 7. BER versus número de iterações da estrutura semi-cega de detecção e turbo decodificação combinada para o caso ideal e relações sinal ruído $E_b/N_0 = \{1.15; 1.2\}$ dB.

Na Figura 8 temos a mesma simulação, mas para o caso real, onde o canal equivalente discreto $H(z)$ foi calculado levando-se em conta que o filtro receptor é casado apenas com o filtro transmissor, e cuja transformada z é dada por (14). Neste caso, a uma taxa de erro de bit (BER) de 10^{-6} , a mínima relação sinal-ruído obtida para uma comunicação confiável foi de $E_b/N_0 = 1.3$ dB.

Assim, a perda em termos de E_b/N_0 , quando utilizamos a estrutura semi-cega, amostrada à taxa de símbolos, para a recepção de dados transmitidos através de um sistema

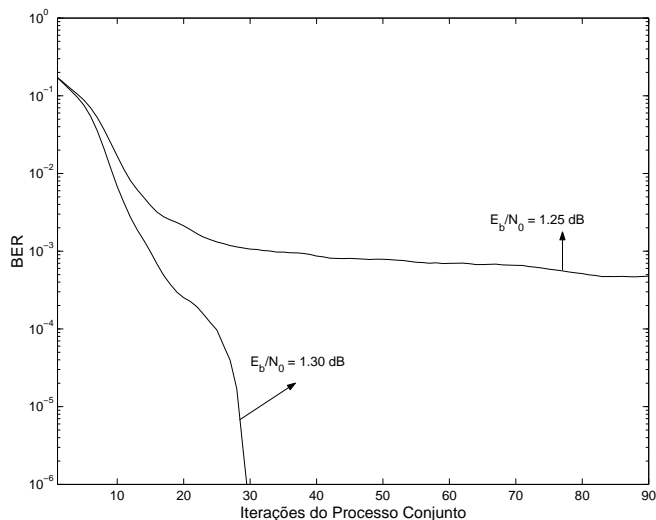


Fig. 8. BER versus número de iterações da estrutura semi-cega de detecção e turbo decodificação combinada para o caso real e relações sinal ruído $E_b/N_0 = \{1.25; 1.3\}$ dB.

contínuo, onde a resposta ao impulso do canal em tempo contínuo é desconhecida, foi de apenas 0.1 dB. Assim, a perda, obtida via simulação, é muito próxima aquela prevista pela curva da taxa de informação dada pela Figura 6, que é de 0.075 dB.

Na Tabela I listamos a perda estimada, em dB's, para o caso do modelo de dois raios dado em (9), onde o atraso relativo entre os dois impulsos, μ , varia entre 0.1 e 0.9 da duração de símbolo. Para cada atraso relativo μ nós apresentamos a perda estimada considerando o instante ótimo de amostragem t_0 (perda mínima); o pior instante de amostragem, t_w , em relação às perdas (perda máxima); e também a perda média ao longo do conjunto de possíveis instantes de amostragem $t_s = (0.0, 0.1, \dots, 0.9) \times T$.

TABELA I

ESTIMATIVA DA PERDA DE DESEMPENHO ENTRE OS CASOS REAL E IDEAL COMO FUNÇÃO DO ATRASO μ ENTRE OS DOIS IMPULSOS DO MODELO DEFINIDO POR (9).

μ ($\times T$)	Perda Mínima (dB)	Perda Média (dB)	Perda Máxima (dB)
0.1	0.070	1.20	2.65
0.2	0.025	1.18	2.75
0.3	0.065	1.16	2.57
0.4	0.002	1.14	2.65
0.5	0.055	1.10	2.43
0.6	0.010	1.06	2.45
0.7	0.035	1.00	2.22
0.8	0.010	0.95	2.18
0.9	0.075	0.90	2.00

Como podemos ver, a maior perda mínima estimada, variando-se o atraso entre os raios do modelo dado por (9), foi justamente aquela para o caso simulado, onde $\mu = \frac{9}{10} \times T$. A perda média ficou entre 0.90 e 1.20 dB's, enquanto a perda máxima (que corresponde ao máximo erro de sincronismo), não ultrapassou os 2.75 dB's. Considerando-se perfeito sincronismo, mesmo que nós não tenhamos mais estatísticas

suficientes para uma estimação de máxima verossimilhança dos dados transmitidos através do canal contínuo no tempo, a perda ao se manter o receptor operando à taxa de símbolos quando o canal é desconhecido pode ser insignificante.

V. DISCUSSÃO

Apresentamos uma avaliação do desempenho da estrutura semi-cega introduzida em [2], que deriva da proposta cega em [1], e que opera com amostragem à taxa de símbolos, quando utilizada para a recepção de dados transmitidos através de um canal contínuo no tempo e desconhecido. Os resultados apresentados em [6] demonstram que há uma perda de desempenho e que esta pode ser evitada caso se faça a superamostragem dos dados de entrada do receptor. Porém isto aumenta a complexidade computacional. Nosso objetivo foi procurar quantizar a perda da estrutura de [2], a fim de determinar o grau de necessidade de se incrementar a complexidade computacional de uma estrutura já bastante pesada.

Para tal fizemos uso de dois diferentes modelos para o canal equivalente discreto, um para o caso onde o canal contínuo no tempo é conhecido e outro no caso em que este é desconhecido. No caso em que o canal contínuo é conhecido há a possibilidade de se efetuar uma estimação de máxima verossimilhança dos dados transmitidos [5]. Portanto esse foi o que consideramos o caso ideal, a referência para o cálculo das perdas.

Conjecturamos que as perdas poderiam ser estimadas levando-se em conta a curva da taxa de informação [14] para cada um canais discretos equivalentes. Simulações usando-se a estrutura proposta em [2], para um modelo de dois raios defasados e de igual amplitude para o canal contínuo no tempo, confirmaram a diferença de desempenho predita pela curva da taxa de informação. Por fim, estimamos a perda, em dB's, para uma faixa de atrasos relativos entre os dois raios (de 0.1 a 0.9 da duração de símbolo), sendo que, no caso de perfeito sincronismo, nenhuma delas foi superior à 0.075 dB.

Apesar de serem válidos apenas para a estrutura e modelo de canal contínuo apresentados aqui, estes resultados, em conjunto com aqueles apresentados em [16], nos levam a crer

que a necessidade de se utilizar um receptor superamostrado pode ser relaxada para uma considerável gama de aplicações, o que resulta numa grande economia em termos de complexidade computacional.

REFERÊNCIAS

- [1] 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.
- [2] R. D. Souza, J. Garcia-Frias, and B. F. Uchôa-Filho, "A semi-blind approach to combined detection and turbo decoding for unknown ISI channels", em preparação.
- [3] C. Douillard, M. Jezequel, C. Berrou, A. Picart, P. Didier, and A. Glavieux, "Iterative correction of intersymbol interference: turbo equalization," *Euro. Trans. on Telecomm.*, pp. 507-511, Sep. 1997.
- [4] D. Raphaeli and Y. Zurai, "Combined turbo equalization and turbo decoding," *IEEE Commun. Letters*, vol. 2, No. 4, April, 1998.
- [5] G. D. Forney Jr, "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. IT-18, pp. 363-378, May 1972.
- [6] K. M. Chugg and A. Polydoros, "MLSE for an unknown channel - Part I: optimality considerations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, No. 7, July 1996.
- [7] D. K. Borah, R. A. Kennedy, Z. Ding, and I. Fijalkow, "Sampling and prefiltering effects on blind equalizer design," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 49, No. 1, pp. 209-218, Jan. 2001.
- [8] 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.
- [9] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes," *Proc. of ICC'93*, pp. 1064-1070, 1993.
- [10] R. Urbanke, *Advanced Digital Communications*, class notes, DSC-LTHC, EPFL, Lausanne, Switzerland, 2002.
- [11] 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.
- [12] P. Chen and H. Kobayashi, "Semi-blind channel estimation and signal detection using hidden Markov channels," *Proc. IEEE Globecom'00*, pp. 1051-1055, 2000.
- [13] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [14] W. Hirt and J. L. Massey, "Capacity of the discrete-Gaussian channel with intersymbol interference," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 34, No. 3, pp. 380-388, May 1988.
- [15] X-G. Xia, *Modulated Coding for Intersymbol Interference Channels*, Marcel Dekker, 2001.
- [16] P. Hoeher and S. Badri, "On the timing sensitivity of symbol-spaced trellis-based equalizers applied to frequency-selective fading channels," *Proc. Seventh Communication Theory Mini-Conference in conjunction with IEEE GLOBECOM '98*, Sydney, Australia, pp. 88-93, Nov. 1998.