

SOBRE O DESEMPENHO DE RECEPTORES OPERANDO À TAXA DE SÍMBOLOS EM CANAIS CONTÍNUOS DESCONHECIDOS EM FUNÇÃO DO MODELO DE CANAL E DO FILTRO DE TRANSMISSÃO

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

Resumo - O desempenho de receptores que operam à taxa de símbolos têm sido avaliado com base no modelo do filtro transversal em tempo discreto (DTTF) proposto por Forney para o canal equivalente discreto, que inclui um filtro casado e assim pressupõe o conhecimento da resposta ao impulso do canal contínuo. Se tal resposta for desconhecida, o modelo DTTF fornece apenas um limitante superior para o desempenho do sistema. Este artigo utiliza uma análise teórica para quantificar a perda de desempenho de um modelo alternativo, e mais realista, para o canal equivalente discreto com relação ao modelo DTTF, em termos de capacidade de informação. Além do mais, a perda é determinada em função dos parâmetros do filtro de transmissão, aqui considerado como sendo do tipo raiz do cosseno levantado. Em seguida, mostra-se via simulações computacionais que a perda de desempenho para o caso de um receptor iterativo, semi-cego, operando à taxa de símbolos e que envolve equalização de máximo-*a-posteriori* e decodificação turbo combinadas pode ser desprezível, o que corrobora com os resultados teóricos.

Palavras-chave: Estimação de canal, filtragem casada, amostragem à taxa de símbolos, equalização turbo, filtro de transmissão.

Abstract - Symbol-sampled receivers have had their performance evaluated via Forney's discrete-time transversal filter (DTTF) model for the equivalent channel, which contains a standard matched filter and thus assumes previous knowledge of the continuous-time channel impulse response. If the continuous channel is unknown then the DTTF model provides only an upper bound on the system performance. In this paper, we quantify theoretically the performance loss of an alternative, more realistic model for the equivalent discrete-time channel relative to the DTTF model, in terms of infor-

mation capacity. Moreover, the loss is calculated as a function of the parameters of the transmit filter, which is assumed to be a root-raised cosine filter. We then show by means of computer simulations that this performance loss for the case of an iterative, symbol-sampled, semi-blind receiver, with combined maximum-*a-posteriori* equalization and turbo decoding can be negligible, which agrees with the theoretical prediction.

Keywords: Channel estimation, matched filtering, symbol-sampling, turbo equalization, transmit filter.

1. 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, 2] e de códigos corretores de erros [3–5].

A área de codificação de canal teve o seu nascimento em 1948 com a publicação do trabalho seminal de Shannon sobre a teoria matemática das comunicações [6]. Desde então, várias famílias de códigos corretores de erros [4] foram propostas, tanto da classe dos códigos de bloco [3] quanto da dos códigos convolucionais [5]. Os pesquisadores costumavam considerar que o canal era plano (com ou sem desvanecimento [7]) e conhecido, com ruído aditivo Gaussiano branco. Portanto, os códigos eram projetados de modo independente dos processos de estimação e equalização.

Por outro lado, as áreas de estimação e equalização estiveram sempre interligadas, desde o trabalho fundamental de Lucky publicado em 1966 [8], inclusive forjando o termo “equalização adaptativa”, que viria a ser usado dali em diante. Importantes avanços, principalmente na questão da adaptação autodidata (ou cega) do equalizador, surgiram nos anos subseqüentes [9–11] (um compêndio dos fundamentos e de alguns avanços recentes na área pode ser encontrado em [12, 13]). Entretanto, assim como no caso dos códigos corretores de erros, em geral o modelo explorado pelos pesquisadores da área era incompleto, considerando apenas o canal com IES e livre de ruído.

Nas décadas subseqüentes aos trabalhos de Shannon e Lucky, alguns pesquisadores procuraram formas de interação entre os esquemas de codificação e equalização de canal, como aquelas apresentadas em [14–17]. Apesar disso, o

Richard Demo Souza está vinculado ao CPGEI, Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná, CEFET/PR, Curitiba - PR, Brasil. Fone: +55 41 3104708. Fax: +55 41 3104683. richard@cpgei.cefetpr.br.

Javier Garcia-Frias está vinculado ao Electrical and Computer Engineering Department, University of Delaware, 19716, 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, 88040-900, Florianópolis - SC, Brasil. Fone: +55 48 331740. uchôa@eel.ufsc.br.

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

padrão continuava sendo considerar as duas áreas como sendo não interferentes, muito embora complementares. Uma mudança considerável de foco ocorreu apenas em 1993, após o aparecimento dos chamados códigos turbo [18]. Apesar de serem extremamente complexos, esses códigos podem ser decodificados iterativamente e com uma complexidade computacional relativamente baixa. Surgiu então um crescente interesse em propor receptores iterativos (sub-ótimos) como alternativas aos receptores ótimos para um canal Gaussiano com IES, para os quais a determinação da seqüência de informação com a maior probabilidade *a posteriori* de ter sido transmitida a partir apenas dos símbolos recebidos é um problema cuja solução ótima é de complexidade proibitiva.

Dessa forma, aplicando o conceito de processamento turbo [18, 19], foi demonstrado em [20] que é possível projetar um receptor sub-ótimo, porém de complexidade viável, onde haja troca de informação "suave" entre os estágios de equalização e decodificação, e que opere muito próximo da capacidade do canal Gaussiano com IES. Os avanços seguintes aconteceram em sua maioria na tentativa de diminuir a complexidade computacional do esquema. Por exemplo, em [21–23] o equalizador baseado na treliça do canal [20] foi substituído por versões simplificadas. Já em [24, 25], os autores seguiram no intuito de fazer o esquema de equalização e decodificação iterativa [20] operar ainda mais próximo da capacidade do canal com IES [26]. Nesses trabalhos, além de se manter o equalizador baseado na treliça do canal, o chamado equalizador de máximo-*a-posteriori* (MAP), o codificador convolucional utilizado em [20] foi substituído por um codificador turbo, o qual propicia um maior ganho de codificação.

Em geral, o desempenho dessas estruturas de equalização e decodificação combinadas tem sido avaliado considerando que o canal equivalente é modelado com base no filtro transversal em tempo discreto (DTTF) de Forney [27]. Nesse caso, o canal equivalente discreto consiste na cascata do filtro transmissor, do canal contínuo no tempo, do filtro casado, do amostrador e do filtro branqueador. Forney demonstrou em [27] que a saída da cascata do filtro casado, do amostrador operando à taxa de símbolos, e do filtro branqueador, provê estatísticas suficientes para que o receptor realize uma estimação de máxima verossimilhança dos símbolos enviados pelo transmissor através do canal contínuo no tempo. Entretanto, o projeto do filtro casado requer o conhecimento prévio da resposta ao impulso do canal contínuo no tempo, o que não é disponível nos casos de o canal ser desconhecido ou variante no tempo.

Por outro lado, sabe-se que para o caso de um canal contínuo no tempo e desconhecido, um receptor operando em tempo discreto pode prover estatísticas suficientes para uma estimação de máxima verossimilhança se, e somente se, o sinal na sua entrada for amostrado a uma taxa maior do que a taxa de símbolos [28, 29]. Esse resultado tem duas conseqüências muito importantes. A primeira é que para se obter a otimalidade, seria necessário se recorrer para a superamostragem, o que aumentaria ainda mais a complexidade computacional de estruturas já bastante complexas, como aquelas encontradas em [20, 24, 25]. Outra possibilidade seria projetar receptores para um novo modelo de canal mais apropriado, como é feito em [30] para o caso de um canal

equivalente discreto vetorial. A segunda conseqüência é que no caso de se manter a amostragem à taxa de símbolos, há uma perda de desempenho devido ao fato de que agora as estatísticas que alimentam o sistema são insuficientes para uma estimação de máxima verossimilhança.

O objetivo deste trabalho é exatamente investigar a perda de desempenho devido à insuficiência estatística. Ou seja, determinar se uma estrutura de equalização e decodificação combinadas operando à taxa de símbolos, quando aplicada a um sistema onde o meio é contínuo no tempo e desconhecido, mantém um desempenho próximo daquele que poderia ser obtido no caso de um canal conhecido *a priori*. Para tal, estuda-se dois cenários. O primeiro, ou o caso do "canal conhecido", é aquele em que o canal contínuo no tempo é conhecido e o receptor é avaliado usando o modelo DTTF de Forney. Esse caso é utilizado como referência, o qual produz um limitante superior para o desempenho do sistema considerado no segundo cenário, ou o caso do "canal desconhecido", que é aquele em que o canal contínuo no tempo é desconhecido. Nessa segunda situação, utiliza-se um modelo alternativo para o canal equivalente discreto, no qual o filtro casado (à combinação em cascata do filtro transmissor e do canal) é substituído por um filtro receptor casado apenas ao filtro transmissor. A partir daí, divide-se a análise em duas partes. Primeiramente, sob o ponto de vista teórico, estima-se a perda de desempenho para o caso do canal desconhecido em relação ao do canal conhecido em termos da taxa de informação ou capacidade de informação [26, 31]. Em seguida, considera-se um sistema prático para equalização e decodificação combinadas, o qual confirma os resultados obtidos na análise teórica através de simulações computacionais.

Este trabalho é organizado da seguinte maneira. Na Seção 2, define-se os dois canais equivalentes discretos a serem usados. A análise teórica para estimar a perda em termos da taxa de informação é apresentada na Seção 3. A Seção 4 apresenta os resultados de simulação, usando-se um esquema prático de equalização e decodificação combinadas, que ratificam os resultados obtidos na análise teórica realizada na Seção 3. A Seção 5 apresenta os comentários finais do trabalho.

2. MODELOS PARA O CANAL EQUIVALENTE DISCRETO

Considera-se dois modelos diferentes para se obter o canal equivalente discreto. O primeiro refere-se ao caso em que a resposta ao impulso do canal contínuo no tempo é conhecida e utilizada para o cálculo do filtro casado, conforme apresentado em [27]. O segundo caso considera a resposta ao impulso do canal contínuo desconhecida. Nesse caso, o filtro casado é substituído por um filtro receptor casado com o filtro transmissor.

2.1 CASO DO CANAL CONHECIDO

Aqui a resposta ao impulso do canal contínuo no tempo $c(t)$ é conhecida no receptor. Nesse caso, pode-se considerar

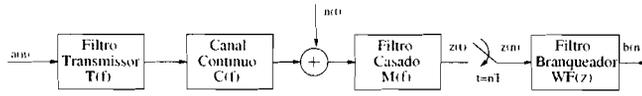


Figura 1. Diagrama de blocos para o caso do canal conhecido.

o modelo DTF introduzido por Forney em [27]. A Figura 1 apresenta o diagrama de blocos desse modelo.

Os dados discretos $a(n)$ são primeiramente processados por um filtro transmissor, cuja resposta ao impulso é $t(t)$, antes de serem transmitidos através de um canal contínuo no tempo com resposta ao impulso $c(t)$. 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, $t(t) * c(t)$, onde $*$ é a operação de convolução. A saída do filtro casado é então amostrada à taxa de símbolos $1/T$. Em seguida, ela é processada pelo filtro branqueador $WF(z)$, produzindo o sinal discreto $b(n)$.

A resposta ao impulso $t(t) * c(t) * m(t)$ é chamada de $g(t)$ e a sua versão amostrada à taxa de símbolos de $g(n)$. A seqüência $g(n)$ pode ser vista como uma função de autocorrelação. Como consequência, o seu espectro racional associado $G(z)$ possui a propriedade de que $G(z) = G^*(1/z^*)$, onde o sobrescrito $*$ significa complexo conjugado. Assim, as $2L$ raízes de $G(z)$ formam L pares com a seguinte propriedade de simetria: se ρ for uma raiz, o seu par $1/\rho^*$ também será uma raiz. Como consequência, $G(z)$ pode ser escrita como [32]:

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

onde $|c_k| \leq 1$, $|d_k| < 1$ e $A \in \mathbb{R}$. $G(z)$ pode ser fatorada da seguinte maneira:

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

onde $G^+(z)$ é causal, $G^-(z)$ é anti-causal, e A^2 pode ser determinado via [32]:

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

Escolhendo o filtro branqueador $WF(z)$ como sendo:

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

o ruído $w(n)$ na sua saída será branco e com a mesma variância de $w(t)$. Além disso, pode-se escrever $b(n)$ da seguinte maneira:

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

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

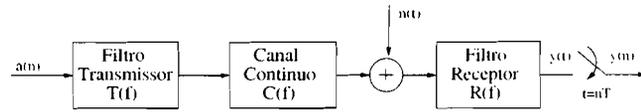


Figura 2. Diagrama de blocos para o caso do canal desconhecido.

2.2 CASO DO CANAL DESCONHECIDO

A Figura 2 apresenta o diagrama de blocos do 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. Nesse caso, o filtro branqueador está ausente e o filtro casado é substituído por um filtro receptor $R(f)$, cuja resposta ao impulso $r(t)$ é casada à resposta ao impulso do filtro transmissor, que é supostamente conhecida no receptor. A saída $y(t)$ desse filtro é então amostrada à taxa de símbolos $1/T$, gerando $y(n)$. Assim, $y(n)$ pode ser escrito como:

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

onde $h(k)$ é a versão amostrada à taxa de símbolos da resposta ao impulso

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

e $w_d(n)$ é a versão amostrada à taxa de símbolos de

$$w_d(t) = n(t) * r(t). \quad (8)$$

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

3. ESTIMATIVA DAS PERDAS: ANÁLISE TEÓRICA

Uma opção para estimar a perda de desempenho devido à insuficiência estatística é determinar a diferença na capacidade dos dois canais Gaussianos discretos com IES dados por $H(z)$ e $F(z)$. Como está se restringindo a fonte a ser independente e identicamente distribuída, a máxima informação mútua passa a ser chamada de taxa de informação [26] ou capacidade de informação [31], sendo dada por:

$$C_{i.i.d.} = \frac{1}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log_2 \left[1 + 2 \frac{E_s}{N_0} |H(e^{j\theta})|^2 \right] d\theta, \quad (9)$$

onde $\frac{E_s}{N_0}$ é a relação sinal-ruído em termos da energia de símbolo E_s e da densidade espectral de potência unilateral do ruído N_0 . Em (9), $H(e^{j\theta})$ representa a transformada z da resposta ao impulso do canal amostrada para o caso do canal desconhecido avaliada em $z = e^{j\theta}$, que deve ser substituída por $F(e^{j\theta})$ para o caso do canal conhecido.

3.1 ANÁLISE TEÓRICA PARA UM FATOR DE EXCESSO DE FAIXA FIXO

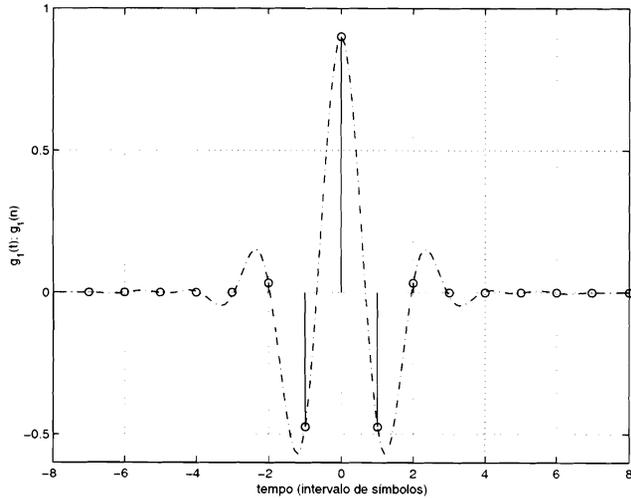


Figura 3. Resposta ao impulso resultante, $g_1(t)$, e sua versão amostrada à taxa de símbolos, $g_1(n)$. Caso do canal conhecido.

Como primeiro exemplo, 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:

$$c_1(t) = \sqrt{0,5} \times \delta(t) - \sqrt{0,5} \times \delta\left(t - \frac{9}{10}T\right), \quad (10)$$

onde $\delta(t)$ é a função impulso e T é o período de símbolo. O filtro de transmissão é do tipo raiz de cosseno levantado com fator de excesso de faixa $\beta = 0,35$ [1]¹.

No caso em que $c_1(t)$ é conhecida *a priori* (caso do canal conhecido), a resposta ao impulso resultante $g_1(t) = t(t) \star c_1(t) \star m_1(t)$ e a sua versão amostrada à taxa de símbolos $g_1(n)$ são mostradas na Figura 3.

A transformada z da resposta ao impulso amostrada $g_1(n)$ é dada por:

$$G_1(z) = 0,0334z^2 - 0,4746z^1 + 0,9005 - 0,4746z^{-1} + 0,0334z^{-2}. \quad (11)$$

Nesse caso, as $L = 4$ raízes são:

$$[12,0754; 1,2596; 0,7939; 0,0828].$$

Conseqüentemente, $G_1(z)$ pode ser fatorada como:

$$G_1^+(z) = A(1 - 0,7941z^{-1})(1 - 0,0828z^{-1}) \quad (12)$$

e

$$G_1^-(z) = A(1 - 0,7941z)(1 - 0,0828z), \quad (13)$$

onde $A^2 = 0,5079$. Escolhendo-se $G_1^-(z)$ como o filtro branqueador, a transformada z do modelo DTTF equivalente $F_1(z) = G_1^+(z)$ é dada por:

$$F_1(z) = 0,7127 - 0,6248z^{-1} + 0,04686z^{-2}. \quad (14)$$

No caso em que $c_1(t)$ não é conhecida *a priori* (caso do canal desconhecido), a resposta ao impulso resultante

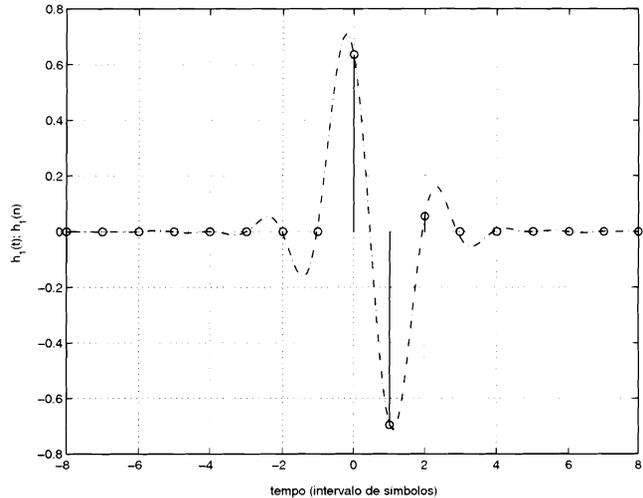


Figura 4. Resposta ao impulso resultante, $h_1(t)$, e sua versão amostrada à taxa de símbolos, $h_1(n)$. Caso do canal desconhecido.

$h_1(t) = t(t) \star c_1(t) \star r(t)$ e a sua versão amostrada à taxa de símbolos a partir do instante ótimo de amostragem t_0 são mostradas na Figura 4. O instante ótimo de amostragem é definido como aquele que resulta na seqüência discreta com a maior energia [34]².

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

$$H_1(z) = 0,6368 - 0,6947z^{-1} + 0,0549z^{-2}. \quad (15)$$

Uma vez que o filtro receptor é do tipo raiz de cosseno levantado, a densidade espectral de potência do ruído $w(t)$ amostrado 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.

Calculando a taxa de informação em função da relação sinal-ruído para os dois canais FIR equivalentes ($F(z)$ e $H(z)$), chega-se ao resultado apresentado na Figura 5. A área em destaque na figura é um detalhe ao redor da taxa $R = 1/3$, que é usada no sistema prático nas simulações computacionais. Como pode se ver com base na taxa de informação, a perda do caso do canal desconhecido em relação ao caso do canal conhecido é de aproximadamente 0,075 dB, que é muito pequena.

A seguir, considera-se uma generalização do modelo de dois raios em (10) no sentido de que os dois impulsos podem assumir diferentes atrasos relativos $\mu \in \{0, 1; 0, 2; \dots; 0, 9\} \times T$:

$$c_2(t) = \sqrt{0,5} \times f_0 \times \delta(t) - \sqrt{0,5} \times f_1 \times \delta(t - \mu), \quad (16)$$

onde o perfil de coeficientes é o mesmo do caso anterior $[\sqrt{0,5}; -\sqrt{0,5}]$, mas a amplitude instantânea dos impulsos

²É importante ressaltar que ao longo deste trabalho, a saída do filtro casado no caso do canal contínuo conhecido é sempre amostrada no seu instante ótimo de amostragem correspondente, isto é, assume-se sincronização perfeita na filtragem casada. Portanto, muito embora se considere diferentes cenários para a amostragem no caso do canal contínuo desconhecido, a consideração do instante ótimo de amostragem neste caso provê uma comparação justa com o do canal contínuo conhecido.

¹Note que $\beta = 0,35$ é um valor prático, tendo sido inclusive adotado no padrão de comunicação celular IS-136 (TDMA) [33].

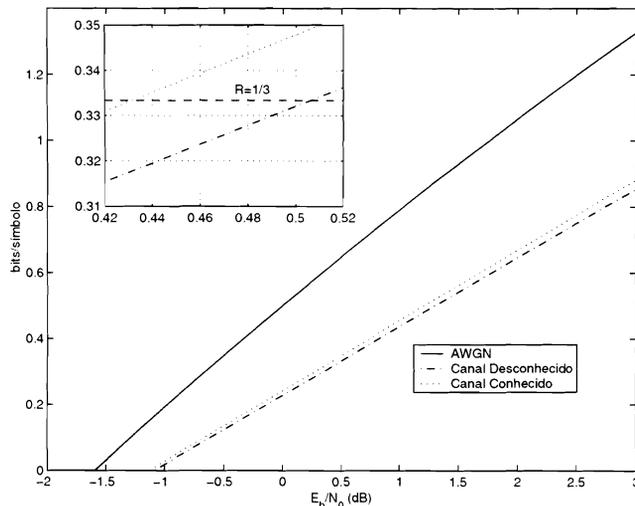


Figura 5. Capacidade do canal Gaussiano e taxa de informação dos canais Gaussianos com IES com resposta em frequência dada por $H_1(z)$ (Canal Conhecido) e $F_1(z)$ (Canal Desconhecido). AWGN é o canal Gaussiano sem IES. No detalhe um zoom ao redor da taxa $R = 1/3$.

μ ($\times T$)	Perda Mínima (dB)	Perda Média (dB)	Perda Máxima (dB)
0,1	0,015	0,66	1,44
0,2	0,021	0,77	1,70
0,3	0,022	0,84	1,87
0,4	0,021	0,88	1,96
0,5	0,022	0,89	1,99
0,6	0,019	0,89	1,98
0,7	0,016	0,87	1,93
0,8	0,018	0,84	1,88
0,9	0,021	0,80	1,75

Tabela 1. Perda de desempenho estimada para o caso do canal desconhecido em relação ao caso do canal conhecido, para um canal contínuo no tempo com dois raios tendo amplitudes Rayleigh, perfil plano de potência, e atraso relativo μ entre os raios.

$[f_0; f_1]$ agora são variáveis aleatórias Rayleigh [1, 2], e mudam independentemente entre uma realização e outra do canal.

A Tabela 1 lista a perda em dB para o caso do modelo de dois raios dado por (16), no qual o atraso relativo μ entre os impulsos varia entre 0,1 e 0,9 da duração de um símbolo. Para cada atraso relativo μ , apresenta-se a perda estimada considerando o instante ótimo de amostragem t_0 (perda mínima), o pior instante de amostragem t_w (perda máxima) e também a perda média dentro do conjunto de instantes de amostragem $t_s = \{0, 0; 0, 1; \dots; 0, 9\} \times T$. Os resultados apresentados na tabela para cada valor de atraso relativo entre os impulsos correspondem à média de 100 diferentes realizações das amplitudes aleatórias $[f_0; f_1]$.

Como pode-se ver na Tabela 1, o máximo valor para a perda mínima (ou seja, a máxima perda quando o instante ótimo de amostragem está disponível) é de apenas 0,022 dB. A perda máxima, considerando-se o pior instante de

amostragem dentro do conjunto de instantes de amostragem considerados, é menor do que 2 dB, e a perda média é de apenas 0,8 dB para toda a gama de atrasos.

Expandindo o modelo dado por (16) para um canal contínuo no tempo tendo três raios com amplitudes Rayleigh, e assumindo diferentes perfis de coeficientes e de atraso:

$$c_3(t) = \lambda_0 \times f_0 \times \delta(t) + \lambda_1 \times f_1 \times \delta(t - \mu_1) + \lambda_2 \times f_2 \times \delta(t - \mu_2). \quad (17)$$

onde $[f_0; f_1; f_2]$ são variáveis aleatórias Rayleigh independentes, $[\lambda_0; \lambda_1; \lambda_2]$ é o perfil de coeficientes, e o perfil de atraso é dado pelo conjunto $[\mu_1; \mu_2]$.

Seguindo o mesmo procedimento que para o caso do modelo de 2 raios, a Tabela 2 lista a perda estimada, onde os resultados correspondem à média de 100 realizações diferentes para cada perfil de atraso e de coeficientes investigado. Novamente, considera-se as perdas mínima, média e máxima, as quais são respectivamente relacionadas com o instante ótimo de amostragem t_0 , com a média dentro do conjunto de instantes de amostragem $t_s = \{0, 0; 0, 1; \dots; 0, 9\} \times T$, e com o pior instante de amostragem t_w . Pela leitura da tabela, pode-se dizer que a perda estimada máxima considerando-se o pior instante de amostragem é de 2,80 dB, ou seja, 0,80 dB maior do que na Tabela 1. Entretanto, a perda mínima, quando o receptor à taxa de símbolos opera a partir do instante ótimo de amostragem, é sempre menor do que 0,23 dB. Note que foi necessário considerar um número limitado de combinações dos parâmetros que definem o modelo para o canal de três raios, uma vez que o espaço completo é demasiadamente grande. Todavia, o conjunto de exemplos considerado deveria ser suficiente para ilustrar que mesmo com o modelo mais complicado e mais realista, definido por (17), a perda estimada via a diferença (em dB) na capacidade dos canais equivalentes discretos é praticamente desprezível.

3.2 ANÁLISE TEÓRICA VARIANDO O FATOR DE EXCESSO DE FAIXA

Nesta seção investiga-se a variação das perdas mínima, média e máxima em função do fator de excesso de faixa β do filtro de transmissão.

Primeiramente, considere o canal $c_2(t)$ dado por (16), no qual os dois impulsos estão separados por um atraso relativo $\mu \in \{0, 1; 0, 2; \dots; 0, 9\} \times T$, o perfil de coeficientes é $[\sqrt{0,5}; -\sqrt{0,5}]$, e a amplitude instantânea dos impulsos $[f_0; f_1]$ varia de forma independente e de acordo com uma distribuição Rayleigh. As Figuras 6, 7 e 8 apresentam a variação das perdas mínima (P_{min}), média (P_{med}) e máxima (P_{max}) para toda a gama de atrasos relativos μ em função do valor do fator de excesso de faixa β . Todos os pontos das curvas foram obtidos com pelo menos 100 variações do conjunto de variáveis aleatórias $[f_0; f_1]$.

A partir desses resultados pode-se concluir que as perdas decrescem com a diminuição do fator de excesso de faixa. Pode-se notar que o valor de $\beta = 0,35$, usado em sistemas práticos de comunicações sem fio [33], além de ser de construção viável — o que é falso para sistemas com excesso de faixa muito próximo de zero — apresenta perdas mínima, média e máxima sempre dentro do terço inferior dos valores

Perfil de Coeficientes [$\lambda_0; \lambda_1; \lambda_2$]	[$\mu_1; \mu_2$] ($\times T$)	Perda Mínima (dB)	Perda Média (dB)	Perda Máxima (dB)
[0,577;-0,577;0,577]	[0,9;1,5]	0,090	1,24	2,80
[0,447;0,547;0,707]	[0,9;1,6]	0,036	1,17	2,69
[0,387;-0,774;0,5]	[0,4;1,1]	0,093	1,15	2,56
[0,774;-0,5;0,387]	[0,8;1,9]	0,013	1,00	2,30
[0,547;-0,707;-0,447]	[0,7;1,9]	0,019	1,00	2,28
[0,632;-0,447;0,632]	[0,5;1,2]	0,139	0,96	2,02
[0,577;-0,577;0,577]	[1,3;2,1]	0,029	0,88	1,95
[0,577;-0,577;0,577]	[0,6;0,9]	0,223	0,79	1,51
[0,547;0,707;-0,447]	[0,8;1,3]	0,166	0,58	1,06
[0,547;0,707;0,447]	[0,7;1,9]	0,021	0,32	0,62

Tabela 2. Perda de desempenho estimada para o caso do canal desconhecido em relação ao caso do canal conhecido, para uma série de canais contínuos no tempo de três raios, com amplitudes Rayleigh, em função do perfil de coeficientes [$\lambda_0; \lambda_1; \lambda_2$] e do perfil de atraso [$\mu_1; \mu_2$].

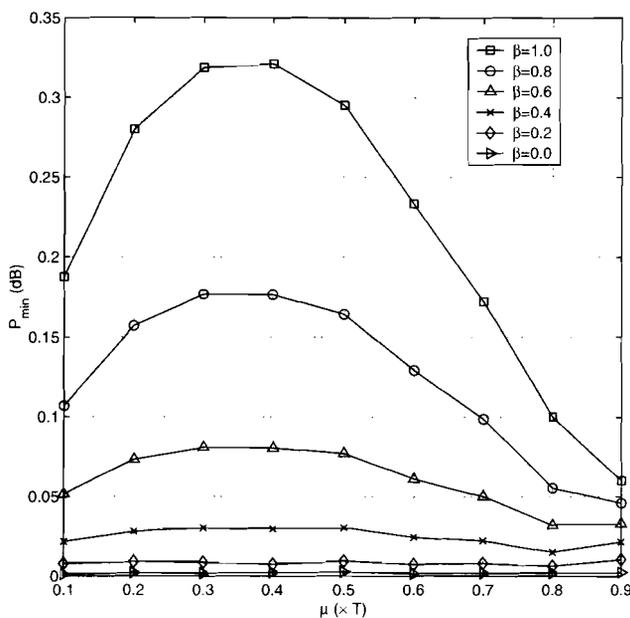


Figura 6. Perda mínima (dB) em função do atraso μ entre os dois raios do modelo para o canal $c_2(t)$, para diferentes valores do fator de excesso de faixa β .

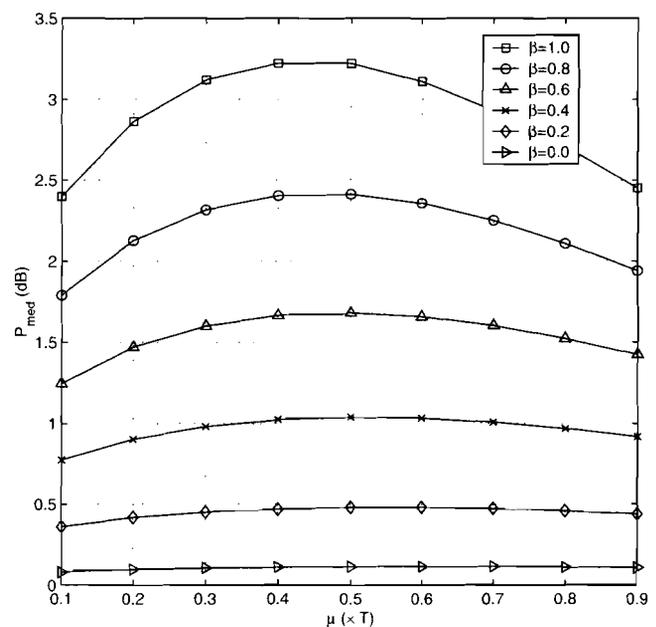


Figura 7. Perda média (dB) em função do atraso μ entre os dois raios do modelo para o canal $c_2(t)$, para diferentes valores do fator de excesso de faixa β .

de perdas.

Além do mais, analisando as Figuras 6, 7 e 8 pode-se ver que, independentemente do fator de excesso de faixa, a realização do canal contínuo no tempo com raios separados de $\mu = 0,4$ de um período de símbolo corresponde ao caso com as maiores perdas máxima, média e mínima. Por sua vez, os casos com $\mu = 0,1$ e $\mu = 0,9$ apresentam as menores perdas máxima, média e mínima dentro do conjunto de valores considerados para μ . A Figura 9 apresenta as perdas máxima (P_{max}), média (P_{med}) e mínima (P_{min}) para os casos de $\mu = 0,4$ e $\mu = 0,9$ em (16) em função do fator de excesso de faixa β . Da figura pode-se ver o crescimento não-linear das perdas com o aumento do fator de excesso de faixa do filtro de transmissão. Apesar de a perda máxima atingir até 8 dB, a perda mínima, considerando o instante ótimo de amostragem, é sempre menor do que 0,5 dB.

Considere agora que os dois raios em (16) tenham a mesma fase:

$$c'_2(t) = \sqrt{0,5} \times f_0 \times \delta(t) + \sqrt{0,5} \times f_1 \times \delta(t - \mu). \quad (18)$$

Nesse caso, as perdas máxima e mínima para os valores de μ considerados ocorrem para $\mu = 0,1$ e $\mu = 0,6$, respectivamente. A Figura 10 apresenta a variação das perdas mínima (P_{min}), média (P_{med}) e máxima (P_{max}) para os casos de $\mu = 0,1$ e $\mu = 0,6$, em função do fator de excesso de faixa β . Pode-se ver que as perdas são menores do que no caso do modelo dado por (16), sendo que aqui a perda máxima varia entre 0 e 3,3 dB, enquanto que a perda mínima varia entre 0 e 2,2 dB. Esse resultado justifica a escolha do modelo dado por (16) na investigação realizada na Seção 3.1.

Finalmente, investiga-se o caso do modelo de três raios para o canal contínuo $c_3(t)$ dado por (17). Em

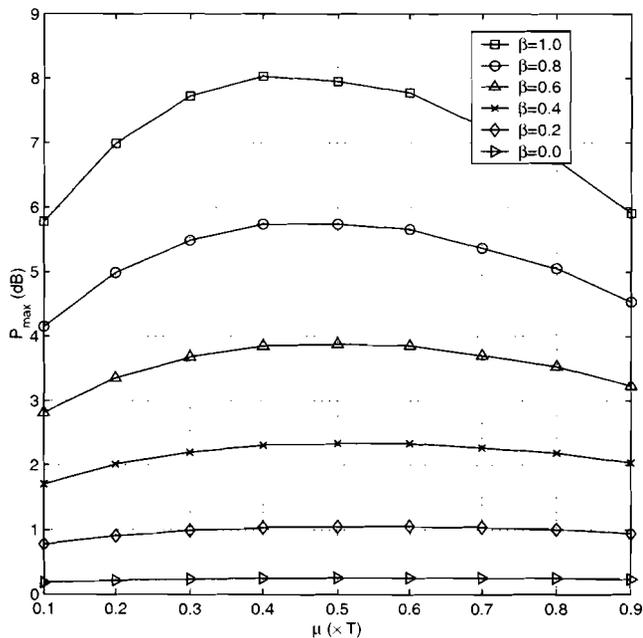


Figura 8. Perda máxima (dB) em função do atraso μ entre os dois raios do modelo para o canal $c_2(t)$, para diferentes valores do fator de excesso de faixa β .

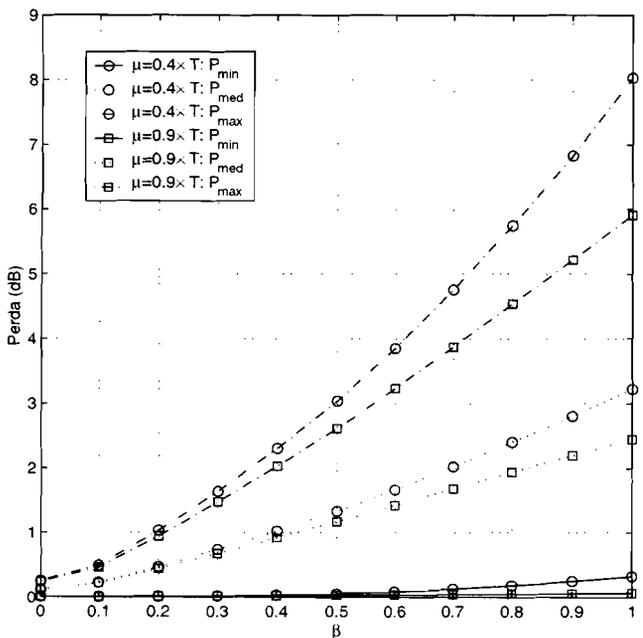


Figura 9. Perdas máxima, média e mínima (dB) em função do fator de excesso de faixa β , considerando-se o canal $c_2(t)$, para os atrasos relativos entre os raios de $\mu = 0,4$ e $\mu = 0,9$ ($\times T$).

específico, seja o perfil de coeficientes $[\lambda_0; \lambda_1; \lambda_2] = [0,577; -0,577; 0,577]$ e o perfil de atrasos $[\mu_1; \mu_2] = [0,9; 1,5]$ ($\times T$). A Figura 11 apresenta as perdas mínima, média e máxima em função do valor do fator de excesso de faixa β , onde cada ponto das curvas corresponde à média de 100 realizações do conjunto de variáveis aleatórias

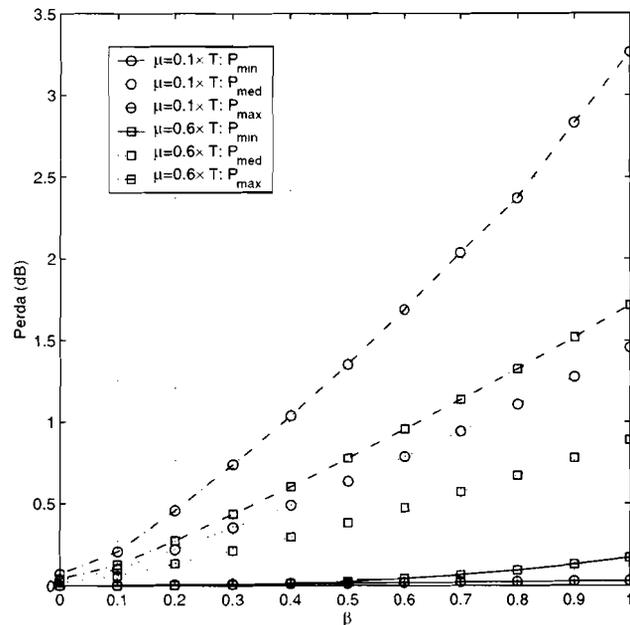


Figura 10. Perdas máxima, média e mínima (dB) em função do fator de excesso de faixa β , considerando-se o canal $c_2'(t)$, onde os raios possuem a mesma fase, e para os atrasos relativos entre os raios de $\mu = 0,1$ e $\mu = 0,6$ ($\times T$).

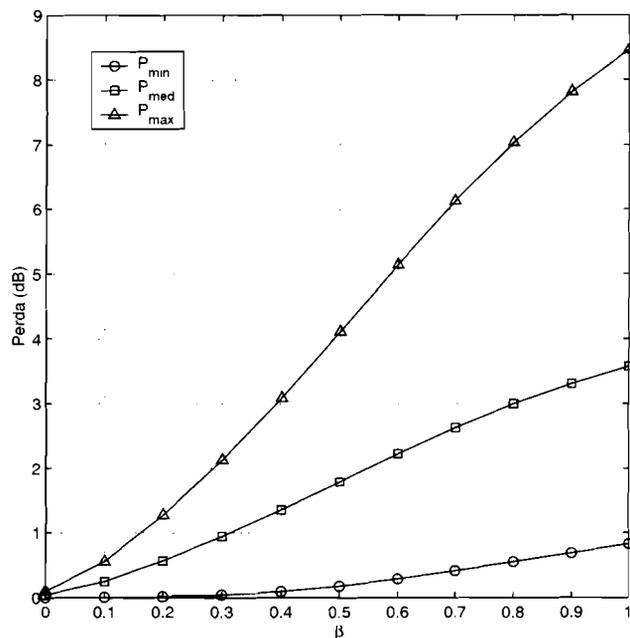


Figura 11. Perdas máxima, média e mínima (dB) em função do fator de excesso de faixa β , considerando-se o canal $c_3(t)$, onde o perfil de coeficientes é dado por $[\lambda_0; \lambda_1; \lambda_2] = [0,577; -0,577; 0,577]$ e o perfil de atrasos por $[\mu_1; \mu_2] = [0,9; 1,5]$ ($\times T$).

$[f_0; f_1; f_2]$.

A variação das perdas em função do fator de excesso de faixa para o canal $c_3(t)$ segue a mesma tendência do caso do modelo de dois raios: as perdas são decrescentes com a

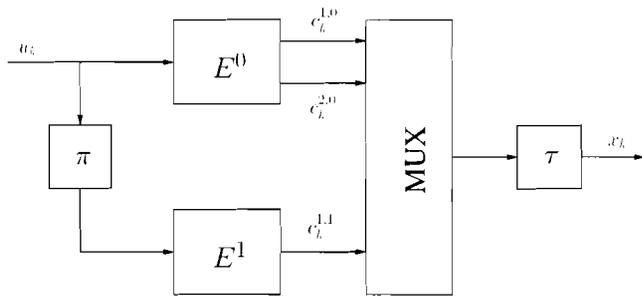


Figura 12. Codificador turbo paralelo de taxa 1/3, onde E^0 e E^1 são os codificadores convolucionais constituintes, π é o entrelaçador do codificador turbo, τ é o entrelaçador do canal, u_k são os bits de entrada, $c_k^{i,j}$ os bits codificados, e x_k são os símbolos BPSK que serão transmitidos pelo canal com IES.

diminuição de β . Novamente, uma realização do filtro de transmissão com $\beta = 0,35$ corresponde ao terço inferior dos valores de perdas.

4. ESTIMATIVA DAS PERDAS: SISTEMA PRÁTICO

Utiliza-se um esquema semi-cego de estimação, equalização MAP e decodificação turbo combinadas, apresentado com detalhes a seguir, para estimar a perda de desempenho quando se usa uma estrutura amostrada à taxa de símbolos na recuperação dos dados transmitidos através de um canal contínuo no tempo, desconhecido, seletivo em frequência e com ruído Gaussiano.

4.1 MODELO DO SISTEMA

Considere o sistema em que a fonte de informação emite uma seqüência aleatória u_k binária, simétrica e independente. Os bits dessa seqüência são codificados usando um código turbo paralelo padrão de taxa 1/3 [18] com um entrelaçador π de comprimento M e dois codificadores convolucionais sistemáticos constituintes idênticos de taxa $R = 1/2$, com matriz geradora $G(D) = \left[1; \frac{1+D+D^2+D^3}{1+D^2+D^3}\right]$. Esse esquema é mostrado na Figura 12. Os bits codificados ($c_k^{1,0}, c_k^{2,0}, c_k^{1,1}$) são agrupados (MUX) e processados por um entrelaçador de canal τ de comprimento J formando a seqüência x_k , que é enviada através do canal discreto equivalente com IES modelado como um filtro transversal em tempo discreto com coeficientes h_n e saída v_k dada por:

$$v_k = \sum_{n=0}^L h_n x_{k-n} + n_k, \quad (19)$$

onde $x_k \in \{-1, 1\}$ (modulação 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 Figura 13 apresenta o diagrama de blocos para o receptor proposto em [25], que consiste em três blocos básicos: o detector, que procura remover a IES introduzida pelo canal; e

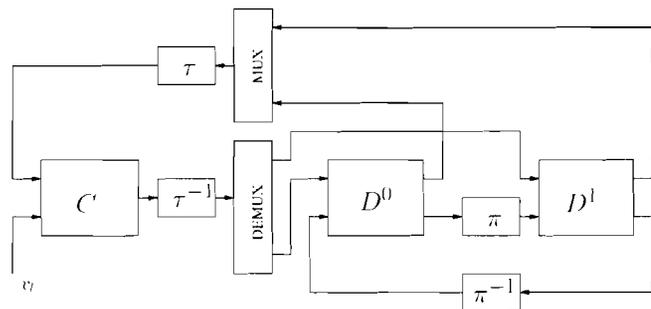


Figura 13. Diagrama de blocos para o receptor, onde D^0 e D^1 são os decodificadores constituintes, C é o bloco do canal (responsável tanto pela estimação dos coeficientes como pela equalização MAP dos dados transmitidos), v_k são os símbolos recebidos, π é o entrelaçador do codificador, e τ é o entrelaçador do canal.

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 é então utilizada como informação *a priori* [25]. O processo continua iterativamente como em um esquema de decodificação turbo padrão [18, 19], com a diferença que cada uma das iterações inclui não apenas uma passagem por cada um dos dois decodificadores constituintes, mas também pelo detector.

A equalização MAP e a decodificação turbo são realizadas através da treliça do canal com IES e das treliças dos codificadores convolucionais constituintes [24, 25], ao passo que o cálculo da informação extrínseca a ser determinada em cada bloco segue o algoritmo proposto em [24]. Maiores detalhes sobre este equacionamento podem ser encontrados em [18, 19, 24, 25, 35].

A estimação do canal é realizada através do algoritmo de Baum-Welch [36–38] sobre o modelo oculto de Markov definido pela treliça com 2^L estados correspondente ao canal com IES. A aplicação do algoritmo de Baum-Welch³ nesse caso resulta em um processo de estimação iterativa dos parâmetros do canal necessários para a equalização MAP e a decodificação turbo. Esses parâmetros são $v(\epsilon)$, a saída do canal associada a um dado ramo ϵ da treliça do canal, e σ^2 , a variância do ruído.

As recursões que definem o algoritmo de Baum-Welch podem ser escritas como [25, 38, 40]:

$$\alpha_k(s) = \sum_{e: s^E(e)=s} \alpha_{k-1} [s^S(e)] p[v_k|e], \quad (20)$$

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

$$\beta_k(s) = \sum_{e: s^S(e)=s} \beta_{k+1} [s^E(e)] p[v_{k+1}|e], \quad (21)$$

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

$$p[v_k|e] = \frac{1}{\sigma_{(i-1)} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{(v_k - v(e)^{(i-1)})^2}{2\sigma_{(i-1)}^2}\right), \quad (22)$$

³O algoritmo de Baum-Welch é um método para se calcular o modelo oculto de Markov [39] que maximiza localmente a probabilidade que uma dada seqüência tenha sido gerada pelo modelo.

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

Se for considerado 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 [25, 40]:

$$P_k(\epsilon|E) = \frac{1}{P(v_1 \cdots v_{J+L})} \alpha_{k-1}[s^S(\epsilon)] p[v_k|\epsilon] \beta_k[s^E(\epsilon)], \quad (23)$$

e os parâmetros atualizados $v(\epsilon)^{(i)}$ e $\sigma_{(i)}^2$ como [25, 40]:

$$v(\epsilon)^{(i)} = \frac{\sum_{k=1}^J P_k(\epsilon|E) v_k}{\sum_{k=1}^J P_k(\epsilon|E)}, \quad (24)$$

e

$$\sigma_{(i)}^2 = \frac{1}{J} \sum_{k=1}^J \sum_c P_k(\epsilon|E) \left(v(\epsilon)^{(i)} - v_k \right)^2. \quad (25)$$

No método cego de estimação, equalização MAP e decodificação turbo combinadas proposto em [25], uma estimativa inicial do canal é obtida rodando-se $BW = i$ iterações do algoritmo de Baum-Welch. Essa fase é chamada de "BW inicial". Após o BW inicial, a estimativa do canal é refinada em cada uma das iterações do método de equalização MAP e decodificação turbo combinadas, como apresentado em [25], que consiste em uma iteração do algoritmo de Baum-Welch seguida de uma iteração do decodificador turbo. Essa fase é chamada de "estimação, equalização, e decodificação combinadas".

No esquema semi-cego utilizado neste trabalho, os primeiros T_r bits do bloco de informação são considerados conhecidos⁴. 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 esses $2 \times T_r$ símbolos conhecidos ao longo do bloco de símbolos a serem transmitidos em uma forma que depende das características do próprio entrelaçador. Inserir os símbolos conhecidos antes do processo de codificação permite que essa informação *a priori* seja usada não somente no processo de estimação, mas também no processo conjunto de equalização e decodificação. No método tradicional, no qual os símbolos conhecidos são inseridos após a codificação, essa informação só pode ser usada no processo de estimação de canal. Note também que, devido a essa informação *a priori*, as equações apresentadas em [25] 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 [41, 42], em que apenas a estimação de canal foi considerada.

⁴A utilização de um esquema semi-cego tem como objetivo minimizar a probabilidade de má convergência inerente ao método cego. Além do mais, o método semi-cego requer menos iterações para convergir, o que acarreta em um menor custo computacional.

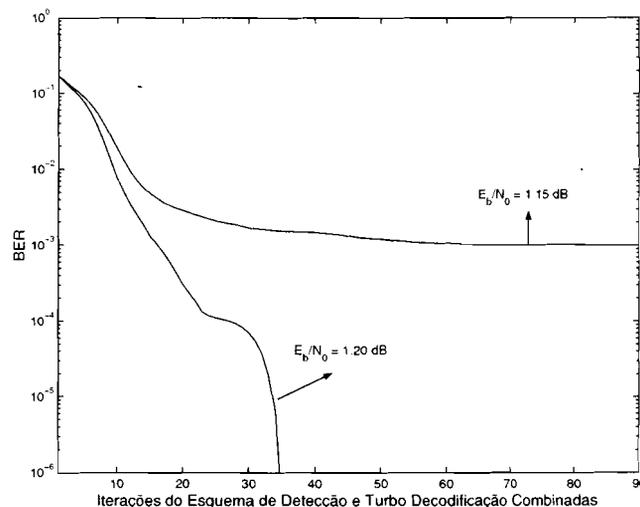


Figura 14. Taxa de erro de bit (BER) versus o número de iterações da estrutura semi-cega de equalização MAP e decodificação turbo combinadas para o caso do canal $c_1(t)$ conhecido e relações sinal ruído $E_b/N_0 = \{1.15; 1.2\}$ dB.

4.2 SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Em todas as simulações, o bloco de informação tem comprimento de 9997 bits, dos quais $T_r = 300$ bits são conhecidos no receptor. Os resultados apresentados nesta seção consideram que a convergência na etapa de estimação inicial de canal foi conseguida. As simulações se restringem ao caso do canal contínuo no tempo de dois raios dado por $c_1(t)$ em (10), e foram adotados os correspondentes modelos equivalentes em tempo discreto dados por $f_1(n)$ e $h_1(n)$.

Na Figura 14 (caso do canal desconhecido) foi considerado o canal discreto equivalente $F_1(z)$ dado por (14), e se apresenta a taxa de erro de bit (BER, do inglês *bit error rate*) versus o número de iterações da estrutura semi-cega de equalização MAP e decodificação turbo combinadas para as relações sinal-ruído $E_b/N_0 = \{1.15; 1.2\}$ dB⁵. Como pode-se ver, a uma BER de 10^{-6} , pode-se transmitir com uma E_b/N_0 tão pequena quanto 1.2 dB, o que significa dizer que se está a apenas 0.8 dB da capacidade de canal.

A Figura 15 apresenta a mesma simulação, mas para o caso do canal desconhecido, na qual o canal equivalente discreto descrito por $H_1(z)$ em (15) é adotado levando-se em conta que o filtro receptor é casado apenas com o filtro transmissor. Nesse caso, a uma 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 se utiliza a estrutura semi-cega amostrada à taxa de símbolos foi de apenas 0.1 dB. Esse valor é muito próximo daquele previsto pela curva da taxa de informação da Figura 5, que é de 0.075 dB.

⁵Supondo que a energia dos símbolos transmitidos através do canal seja unitária, a relação E_b/N_0 é definida como $R \cdot 2\sigma^2$, onde R é a taxa do código e σ^2 é a variância do ruído.

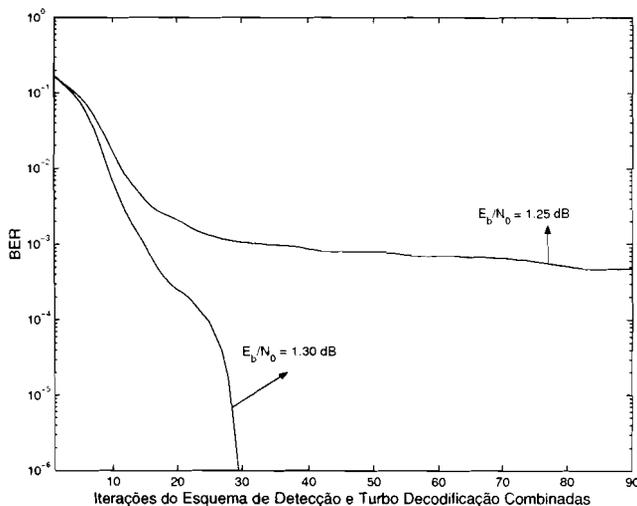


Figura 15. Taxa de erro de bit (BER) versus o número de iterações da estrutura semi-cega de equalização MAP e decodificação turbo combinadas para o caso do canal $c_1(t)$ desconhecido e relações sinal ruído $E_b/N_0 = \{1.25; 1.3\}$ dB.

5. COMENTÁRIOS FINAIS

Este trabalho apresentou uma investigação tanto teórica quanto prática destinada a estimar a perda de desempenho quando se utiliza um receptor amostrado à taxa de símbolos em sistemas em que o canal de comunicações é contínuo no tempo e desconhecido. Dois modelos distintos para o canal contínuo no tempo foram considerados: um com dois raios, com atraso relativo que varia dentro de um conjunto pré-definido, com amplitudes que variam independentemente de acordo com uma distribuição Rayleigh e um perfil de coeficientes fixo; e o outro com três raios no qual não apenas os atrasos relativos e as amplitudes instantâneas dos raios podem variar, mas também o perfil de coeficientes.

Na análise teórica estimou-se a perda de desempenho em termos da taxa de informação. Tanto para o canal com dois raios quanto para o canal com três raios, e para um filtro de transmissão do tipo raiz do cosseno levantado com fator de excesso de faixa de $\beta = 0.35$, a perda relativa ao instante ótimo de amostragem foi sempre menor do que 0,25 dB. Mesmo no caso em que se considera o pior instante de amostragem dentro do conjunto considerado, a perda nunca ultrapassou 2,80 dB. Foi demonstrado também que as perdas são decrescentes com a diminuição do fator de excesso de faixa do filtro de transmissão para todos os canais considerados. Além disso, comprovou-se que para o valor de $\beta = 0.35$, usado em diversos sistemas práticos de comunicações sem fio, as perdas estão sempre dentro do terço inferior quando comparadas aos outros valores típicos para β . A análise prática foi realizada através de simulações computacionais de um sistema semi-cego amostrado à taxa de símbolos para equalização e decodificação combinadas. Os resultados das simulações confirmaram a análise teórica.

Por fim, os resultados obtidos permitem concluir que re-

ceptores superamostrados podem ser evitados em uma série de aplicações, o que acarreta em uma grandiosa economia em termos de esforço computacional.

6. AGRADECIMENTOS

Richard Demo Souza gostaria de agradecer a colaboração de André Luís Dalcastagnê.

REFERÊNCIAS

- [1] J. G. Proakis, *Digital Communications*, Third Edition, McGraw-Hill, 1995.
- [2] S. Benedetto and E. Biglieri, *Principles of Digital Transmission: with Wireless Applications*, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [3] F. J. MacWilliams and J. J. Sloane, *The Theory of Error Correcting Codes*, North Holland, 1977.
- [4] S. Lin and D. J. Costello Jr, *Error Control Coding: Fundamentals and Applications*, Prentice-Hall, 1983.
- [5] R. Johannesson and K. S. Zigangirov, *Fundamentals of Convolutional Coding*, IEEE Press, 1999.
- [6] C. E. Shannon, "A mathematical theory of communication," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 379-423 (Part I), 623-656 (Part II), July 1948.
- [7] E. Biglieri, J. Proakis, and S. Shamai, "Fading channels: information-theoretic and communications aspects," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 44, no. 6, pp. 2619-2692, Oct. 1998.
- [8] R. W. Lucky, "Techniques for adaptive equalization of digital communication systems," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 255-286, Feb. 1966.
- [9] Y. Sato, "A method of self-recovering equalization for multi-level amplitude modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COMM-23, pp. 679-682, June 1975.
- [10] D. N. Godard, "Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. COMM-28, pp. 1867-1875, Nov. 1980.
- [11] G. Picchi and G. Prati, "Blind equalization and carrier recovery using a 'stop-and-go' decision directed algorithm," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. COMM-35, pp. 877-887, Sept. 1987.
- [12] S. U. H. Qureshi, "Adaptive equalization," in *Proc. IEEE*, vol. 73, no. 9, pp. 1349-1387, Sep. 1985.
- [13] Z. Ding and Y. Li, *Blind Equalization and Identification*, Marcel Dekker, 2001.
- [14] M. V. Eyuboğlu, "Detection of coded modulation signals on linear, severely distorted channels using decision-feedback noise prediction with interleaving," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 36, pp. 401-409, Apr. 1988.
- [15] A. Duel-Hallen and C. Heegard, "Delayed decision-feedback sequence estimation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 37, pp. 428-436, 1989.
- [16] M. V. Eyuboğlu and S. U. Qureshi, "Reduced-state sequence estimation for coded modulation on intersymbol interference channels," *IEEE J. Select. Areas Commun.* vol. 7, pp. 989-995, 1989.
- [17] K. Zhou, J. G. Proakis and F. Ling, "Decision-feedback equalization of time-dispersive channels with coded modulation," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 38, pp. 18-24, Jan. 1990.
- [18] C. Berrou, A. Glavieux, and P. Thitimajshima, "Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo codes,"

- Proc. of IEEE ICC'93*, pp. 1064-1070. Geneva, Switzerland, May 1993.
- [19] C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1262-1271, Oct. 1996.
- [20] 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.
- [21] C. Laot, *Egalisation Autodidacte et Turbo-Égalisation: Application aux Canaux Sélectifs en Fréquence*, Thèse de l'Université de Rennes I, Juil. 1997.
- [22] 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.
- [23] M. Tüchler, K. Kotter, R. Singer, and A. C. Singer, "Turbo equalization: principles and new results," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 5, May 2002.
- [24] D. Raphaeli and Y. Zorzi, "Combined turbo equalization and turbo decoding," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 2, no. 4, April 1998.
- [25] 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.
- [26] 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.
- [27] 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.
- [28] K. M. Chugg and A. Polydoros, "MLSE for an unknown channel - Part I: optimality considerations," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, No. 7, July 1996.
- [29] D. K. Borah, R. A. Kennedy, Z. Ding, and I. Fijalkow, "Sampling and prefiltering effects on blind equalizer design," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 49, No. 1, pp. 209-218, Jan. 2001.
- [30] A. Å. Hansson, *Generalized APP Detection for Communication over Time-Dispersive Waveform Channels*, Ph.D. thesis. Chalmers University of Technology. Göteborg, Sweden, 2003.
- [31] X-G. Xia, *Modulated Coding for Intersymbol Interference Channels*, Marcel Dekker, 2001.
- [32] R. Urbanke, *Advanced Digital Communications*, class notes, DSC-LTHC, EPFL, Lausanne, Switzerland, 2002.
- [33] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Prentice-Hall, 1996.
- [34] 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*, pp. 88-93, 1998.
- [35] J. Garcia-Frias and J. D. Villasenor, "Combined blind equalization and turbo decoding," *Proc. IEEE Communication Theory Mini-Conference*, Vancouver, Canada, June 1999.
- [36] 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.
- [37] L. E. Baum and G. R. Sell, "Growth functions for transformations on manifolds," *Pacific J. Math.*, vol. 32, no. 2, pp. 211-227, 1968.
- [38] L. R. Rabiner, "A tutorial on hidden Markov models and selected applications in speech recognition," *Proc. IEEE*, vol. 77, no. 2, pp. 257-285, Feb. 1989.
- [39] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*, John Wiley & Sons, 1991.
- [40] C. Anton-Haro, J. A. R. Fonollosa, and J. R. Fonollosa, "Blind channel estimation and data detection using hidden Markov models," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 45, no. 1, pp. 241-247, Jan. 1997.
- [41] H. A. Cirpan and M. K. Tsatsanis, "Stochastic maximum likelihood methods for semi-blind channel estimation," *IEEE Signal Processing Lett.*, vol. 5, no. 1, pp. 21-24, Jan. 1998.
- [42] P. Chen and H. Kobayashi, "Semi-blind channel estimation and signal detection using hidden Markov channels," *Proc. IEEE Globecom'00*, pp. 1051-1055, San Francisco, USA, Nov. 2000.

Richard Demo Souza nasceu em Florianópolis - SC, Brasil, em 1978. Obteve os títulos de Bacharel e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Santa Catarina em 1999 e 2003, respectivamente. Durante o ano letivo de 2003 foi Pesquisador Visitante do Departamento de Engenharia Elétrica e da Computação da University of Delaware, Newark-DE, EUA. Atualmente é Professor Adjunto do Departamento Acadêmico de Eletrônica e Colaborador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e Informática Industrial, ambos do Centro Federal de Educação Tecnológica do Paraná (CEFET-PR), Unidade Curitiba. Suas áreas de interesse são teoria da codificação, comunicações sem fio e processamento digital de sinais.

Javier García-Frías recibió el título de Ingeniero de Telecomunicación por la Universidad Politécnica de Madrid en 1992, el título de Licenciado en Ciencias Matemáticas por la UNED, Universidad Nacional de Educación a Distancia, en 1995, y el Ph.D. en Electrical Engineering por UCLA, University of California at Los Angeles, en 1999. En 1992 y desde 1994 a 1996 trabajò con Telefónica I+D en Madrid, en el área de comunicaciones digitales. Entre Septiembre de 1999 y Agosto del 2003 fue Assistant Professor en el Department of Electrical and Computer Engineering de la University of Delaware, donde trabaja en la actualidad como Associate Professor. Javier García-Frías ha publicado más de 80 artículos en revistas internacionales y conferencias. Sus líneas de investigación se desarrollan en el área de procesado de información en comunicaciones y sistemas biológicos, con un énfasis en comunicaciones móviles, métodos de decodificación iterativa para codificación de fuente y canal, codificación para fuentes multi-terminales, codificación conjunta de fuente y canal, y redes de regulación genética en sistemas biológicos. Javier García-Frías recibió, en apoyo a su programa de investigación en comunicaciones, el NSF CAREER Award y el Presidential Early Career Award (PECASE) en el 2001. En 1993, recibió el Premio Nacional de Terminación de Estudios Universitarios en Ingeniería de Telecomunicación, concedido por el gobierno a tres estudiantes finalizando sus estudios de Ingeniería de Telecomunicación. También en 1993 le fue concedida por el gobierno una beca de Formación del Profesorado Universitario (FPU) para desarrollar estudios de doctorado en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros de Telecomunicación en la Universidad Politécnica de Madrid. Javier García-Frías aparece listado en las ediciones anuales de 2003 y 2004 de Who's who in America. Es Editor Asociado del IEEE Transactions on Wireless Communications, y miembro del Signal Processing for Communications Technical Committee (SPCOM-TC) en la sociedad del IEEE Signal Processing.

Bartolomeu F. Uchôa-Filho nasceu em Recife, Brasil, em 29 de outubro de 1965. Graduou-se em Engenharia Elétrica pela Universidade Federal de Pernambuco, Recife, Brasil, em 1989; obteve o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade Estad-

ual de Campinas (UNICAMP), em Campinas, Brasil, em 1992; e o título de Ph.D. em Engenharia Elétrica pela University of Notre Dame, Notre Dame, Indiana, U.S.A., em 1996. De 1997 a 1999 realizou Pós-Doutorado na UNICAMP, onde realizou pesquisa em codificação para gravação magnética e ministrou as disciplinas de pós-graduação de Teoria de Informação e de Comunicação Digital. De agosto de 1999 a janeiro de 2000, foi Pesquisador Visitante no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, Brasil, onde ministrou as disciplinas de graduação de Comunicações Móveis e de Telecomunicações. Desde fevereiro de 2000 é Professor Adjunto desse mesmo departamento. Coordenou (2000-2002) um projeto de pesquisa financiado pelo Conselho Nacional de Pesquisa e Desenvolvimento (CNPq) na área de Codificação para Comunicações Móveis e, atualmente, coordena (2003-2005) um projeto de pesquisa financiado pelo mesmo órgão em Processamento Espaço-Temporal para Comunicações Sem Fio. É bolsista de Produtividade em Pesquisa nível 2 do CNPq. Seus interesses em pesquisa são na aplicação de Teoria de Informação e Codificação, com ênfase em Comunicações Sem Fio. Dr. Uchôa-Filho é membro do Eta Kappa Nu (Delta Sigma Chapter), da Sociedade de Teoria de Informação do IEEE, e da Sociedade Brasileira de Telecomunicações. De junho de 2001 a dezembro de 2002, serviu como Editor de Circulação e Marketing da Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações e, desde janeiro de 2003, é Editor-Chefe da mesma revista. Também foi membro da comissão técnica de várias edições do Simpósio Brasileiro de Telecomunicações.