

# DETEÇÃO DE BLOCOS DIVERGENTES EM RECEPTORES MLSE CEGOS APLICADOS A CANAIS SELETIVOS E COM DESVANECIMENTO RÁPIDO

JURACI FERREIRA GALDINO<sup>†</sup> e MARCELO SAMPAIO DE ALENCAR<sup>‡</sup>

<sup>†</sup>Departamento de Engenharia Elétrica - Instituto Militar de Engenharia

<sup>‡</sup>Departamento de Engenharia Elétrica - Universidade Federal da Paraíba

E. mail: {galdino,malencar}@dee.ufpb.br

## RESUMO

Este trabalho propõe uma técnica para detecção de blocos divergentes em receptores cegos que envolvem canais seletivos e rapidamente desvanecidos. A técnica proposta se aplica aos esquemas de recepção que usam o critério de máxima verossimilhança, empregando o processamento do percurso sobrevivente e filtragem de Kalman com modelagem AR(2) do canal. O procedimento proposto se baseia na propriedade de confluência dos percursos sobreviventes do algoritmo de busca e na diferença de comportamento entre o algoritmo LMS e o filtro de Kalman diante de erros no sinal de referência. A técnica proposta possui complexidade do filtro LMS. Os resultados de simulações aqui apresentados mostram que apesar da simplicidade, o procedimento proposto proporciona bons resultados.

## 1. INTRODUÇÃO

RECEPTORES cegos têm despertado o interesse de renomados pesquisadores e sido objeto de inúmeras pesquisas. Ao contrário dos receptores convencionais, os esquemas cegos não utilizam seqüência de treinamento para auxiliar o processo de recuperação da informação digital. O uso de seqüência de treinamento em geral permite obter boa estimativa da resposta impulsional (RI) dos canais de comunicação, porém pode reduzir sobremodo a vazão dos sistemas de comunicação, particularmente em aplicações que envolvem canais rapidamente variantes no tempo. Além disso, em algumas aplicações, como por exemplo em redes multiponto para comunicação entre computadores [1], o uso de seqüência de treinamento é inconveniente.

Um dos problemas da recepção cega diz respeito à detecção de blocos divergentes, ou seja, a detecção de blocos recuperados com grande quantidade de erros. A presença de blocos divergentes não é um problema inerente ao esquema de recepção cega, às vezes é importante inferir sobre o funcionamento do equalizador na fase de recepção da informação digital, em decorrência de problemas tais como: perda de acompanhamento da RI do canal, elevado nível de ruído e propagação de erro nos equalizadores que utilizam estruturas com realimentação de decisão. É, no entanto, no caso específico de recepção cega que essa tarefa é ao mesmo tempo relevante e complexa por duas principais razões. A presença de blocos divergentes é mais comum nos receptores cegos, tendo em vista que alguns procedimentos realizam

busca em curvas multimodais, havendo portanto problemas típicos de convergência para mínimos locais e, a rigor, não se pode admitir uma boa escolha inicial. Além disso os receptores cegos podem convergir para soluções erradas e as vezes sofrem de problemas decorrentes da restrição do espaço de busca. Em segundo lugar, como, por hipótese, não se tem acesso a seqüência transmitida é mais complicado abordar este problema.

Detecção de blocos divergentes foi abordada em [2] e [3] admitindo-se canais invariantes durante o período de execução do teste. Essas técnicas associam a mobilidade do sistema que conecta a saída do equalizador à entrada do receptor com a ocorrência de erros de equalização. Essas técnicas possuem alta probabilidade de detecção com retardo de poucos símbolos, além de serem aplicáveis a quaisquer esquemas de equalização cega. Os principais inconvenientes dessas abordagens são a complexidade computacional decorrente da realização de decomposição em valores singulares necessária para a realização do teste estatístico e o uso explícito da suposição de canais invariantes, o que pode acarretar sensível degradação de desempenho se o procedimento for utilizado em aplicações que envolvem canais variantes.

Este trabalho propõe uma técnica de detecção de blocos divergentes para canais variantes. A técnica se aplica ao esquema de recepção PSP-KF(2) [4]. Esse esquema de recepção se baseia no critério de máxima verossimilhança (ML) e adota o processamento do percurso sobrevivente (PSP) [5]. O esquema de recepção PSP-KF(2) com o uso de treinamento apresenta excelente desempenho em canais rapidamente desvanecidos, evitando inclusive o efeito de probabilidade de erro irredutível [4]. No entanto, em recepção cega o esquema PSP-KF(2) apresenta blocos divergentes [8], efeito tipicamente encontrado nessas aplicações.

O artigo é organizado como segue. Na seção 2 o esquema de recepção PSP-KF(2) é apresentado, na seção 3 apresenta-se o procedimento de detecção de blocos divergentes e o esquema de recepção nele baseado, na seção 4 são apresentados resultados de simulações e, por fim, na seção 5 são apresentadas as conclusões do trabalho.

## 2. ESQUEMA DE RECEPÇÃO PSP-KF(2)

Receptores cegos que adotam o critério MLSE (*Maximum Likelihood Sequence Estimation*) estimam a seqüência transmitida como sendo a que maximiza a função densidade de probabilidade (*fdp*) de observar  $\mathbf{R}_{N-1} \triangleq (r_0, r_1, \dots, r_{N-1})^T$  dado ter sido transmitida a seqüência  $\mathbf{A}^i$  e o canal de comunicação  $\theta_k$ , ( $\mathbf{P}(\mathbf{R}_{N-1} | \mathbf{A}^i, \theta_k)$ ). A notação  $(\cdot)^T$  representa

Os autores agradecem a Waslon Terlizzie Araújo Lopes pela colaboração para realização deste trabalho e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pelo apoio financeiro.

o transposto. Segundo este critério escolhe-se a seqüência  $\hat{\mathbf{A}}$  se

$$\hat{\mathbf{A}} = \max_{\mathbf{A}^i, \boldsymbol{\theta}_k} \mathbf{P} \left( \mathbf{R}_{N-1} | \mathbf{A}^i, \boldsymbol{\theta}_k \right) \quad i \in [1, \dots, Q] \text{ e } \boldsymbol{\theta}_k \in C^{L+1} \quad (1)$$

a  $i$ -ésima seqüência é dada por  $\mathbf{A}^i \triangleq (a_0^i, a_1^i, \dots, a_{N-1}^i)$ , sendo  $a_k^i$  extraído de forma independente de um conjunto de  $M$  elementos,  $Q$  é a quantidade de possíveis seqüências transmitidas, dada por  $M^N$ ,  $C$  representa o campo dos complexos e  $L$  a memória do canal.

Admitindo-se que o canal pode ser representado por um filtro FIR,  $\boldsymbol{\theta}_k$ , com  $L + 1$  coeficientes, o sinal na saída do amostrador pode ser representado vetorialmente da seguinte forma (Figura 1)

$$r_k = \boldsymbol{\varphi}_k^H \boldsymbol{\theta}_k + \eta_k, \quad (2)$$

o operador  $(\cdot)^H$  denota transposto. A variável aleatória  $\eta_k$  representa o ruído aditivo que é extraído de um processo gaussiano branco complexo com média nula e variância  $\sigma_\eta^2$ . Assume-se que as componentes real e imaginária deste processo são estatisticamente independentes entre si,  $\boldsymbol{\varphi}_k$  é o vetor de regressão no instante  $k$ , dado por

$$\boldsymbol{\varphi}_k \triangleq (a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L})^T. \quad (3)$$

O vetor  $\boldsymbol{\theta}_k$  contém os coeficientes do canal no instante  $k$ , ou seja,

$$\boldsymbol{\theta}_k \triangleq (\theta_{k,0}, \theta_{k,1}, \dots, \theta_{k,L})^T. \quad (4)$$

Na Equação 4 o primeiro índice das componentes de  $\boldsymbol{\theta}_k$  denota tempo e o segundo índice o retardo.

O problema de otimização estabelecido na Equação 1 só pode ser resolvido com busca exaustiva no espaço  $Q \times C^{L+1}$ , o que é inviável do ponto de vista prático. Uma aproximação razoável é realizar busca em  $Q$  obtendo estimativa de canal para cada uma das possíveis seqüências. Admitindo-se esta simplificação e considerando-se que a *fdp* de  $r_k$  condicionada à seqüência de símbolos  $\mathbf{A}^i$  é gaussiana com média e variância dadas nas Equações 5a e 5b,

$$\bar{r}_k^i = \mathbf{E} [r_k | \mathbf{A}^i] = \left( \boldsymbol{\varphi}_k^i \right)^H \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i \quad (5a)$$

$$\sigma_k^i = \text{Var} [r_k | \mathbf{A}^i] = \left( \boldsymbol{\varphi}_k^i \right)^H \mathbf{P}_k^i \boldsymbol{\varphi}_k^i + \sigma_\eta^2, \quad (5b)$$

sendo que os operadores  $\mathbf{E}[\cdot]$  e  $\text{Var}[\cdot]$  denotam valor esperado e variância, respectivamente, o vetor  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i$  e a matriz  $\mathbf{P}_k^i$  representam a estimativa de  $\boldsymbol{\theta}_k$  e a matriz de covariância do erro de estimativa considerando-se a seqüência de símbolos  $\mathbf{A}^i$  como sinal de referência.

O critério MLSE conjunto aproximado é dado por,

$$\hat{\mathbf{A}} = \arg \min_{\mathbf{A}^i} \sum_{k=0}^{N-1} \left[ \ln \left( \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_k^i}} \right) + \frac{\|r_k - \bar{r}_k^i\|^2}{2(\sigma_\eta^2)} \right]. \quad (6)$$

Apesar da redução de complexidade, o espaço de busca ainda é excessivamente vasto.

Recentes publicações [6]-[7] propõem o uso do PSP para realizar implementação sub-ótima do critério MLSE em

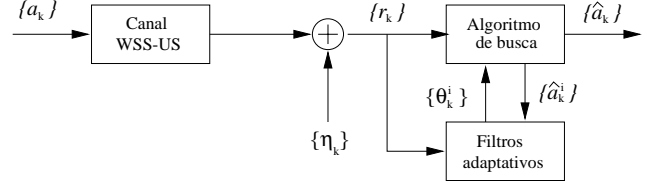


Fig. 1 - Diagrama de bloco do esquema de recepção MLSE-PSP cego.

presença de incertezas no cálculo das métricas dos percursos sobreviventes. Receptores implementados dessa forma são denominados MLSE-PSP.

O esquema de recepção MLSE-PSP é formado basicamente por um algoritmo de busca e um banco de filtros adaptativos (Figura 1). Para cada estado do algoritmo de busca existe um filtro adaptativo independente, o qual utiliza como sinal de referência para estimar o canal o caminho atrelado ao estado. Além disso, no cálculo das métricas efetuadas pelo algoritmo de busca para selecionar e estender os percursos sobreviventes, são utilizadas as estimativas de canal vinculadas aos respectivos estados.

O algoritmo de busca obtém recursivamente as seqüências sobreviventes que são fornecidas ao banco de filtros adaptativos, nos quais são utilizadas como seqüência de dados para obter estimativas da RI de canal. No final do bloco de informação seleciona-se a seqüência de símbolos e a estimativa de RI do canal que estão associadas ao estado de melhor métrica ML.

Denotando-se  $\mathbf{S}_k^i = \{a_k^i\}_{i=0}^k$  como a seqüência sobrevivente vinculada ao  $i$ -ésimo estado, a estimativa de canal a ele associado é dada por:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i = \mathbf{G} \left( \mathbf{R}_k, \mathbf{S}_k^i \right), \quad (7)$$

sendo que a função  $\mathbf{G}(\cdot)$  depende do algoritmo de filtragem adaptativa utilizado. Adotando-se filtro de Kalman com canal aproximado por um processo autoregressivo (AR), o modelo de espaço em estado fica dado por,

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}^i = \Phi \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i + \Theta \boldsymbol{\nu}_k^i, \quad (8a)$$

$$r_k = \mathbf{H}_k^i \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i + \eta_k, \quad (8b)$$

sendo  $\Phi$  a matriz de transição composta pelos parâmetros AR do modelo de regressão do canal,  $\Theta$  uma matriz que especifica a potência do ruído de geração do processo  $\boldsymbol{\theta}_k$  e  $\mathbf{H}_k^i$  é obtido a partir de  $\mathbf{S}_k^i$ . Admite-se que  $\boldsymbol{\nu}_k$  é extraído de um processo estocástico vetorial branco gaussiano com vetor média nula e matriz de covariância igual à identidade. Admite-se ainda que os processos  $\boldsymbol{\nu}_k^i$  e  $\eta_k$  são estatisticamente independentes entre si.

A estimativa  $\hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i$  e a matriz de covariância  $\mathbf{P}_k^i$  são calculadas recursivamente pelo filtro de Kalman da seguinte maneira:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_{k+1}^i = \hat{\boldsymbol{\theta}}_k^i + \mathbf{P}_k^i \mathbf{H}_k^i \left[ \left( \mathbf{H}_k^i \right)^H \mathbf{P}_k^i \mathbf{H}_k^i + \sigma_\eta^2 \right]^{-1} \left( r_k - \bar{r}_k^i \right),$$

$$\mathbf{P}_{k+1}^i = \mathbf{P}_k^i + \mathbf{P}_k^i \mathbf{H}_k^i \left[ \left( \mathbf{H}_k^i \right)^H \mathbf{P}_k^i \mathbf{H}_k^i + \sigma_\eta^2 \right]^{-1} \mathbf{H}_k^i \mathbf{P}_k^i + \mathbf{I}.$$

A matriz  $\mathbf{I}$  representa a identidade.

As condições iniciais para realizar estimativa ML conjunta ou MLSE cega são dadas por:

$$\hat{\boldsymbol{\theta}}_0^i = \mathbf{E}[\boldsymbol{\theta}] = \mathbf{0} \text{ e } \mathbf{P}_0^i = \mathbf{E}[\boldsymbol{\theta}\boldsymbol{\theta}^H] = \mathbf{P}$$

para todo índice  $i$  e  $\mathbf{P}$  é extraído da função espalhamento do canal.

Em [8] avaliou-se, por meio de simulação computacional, o desempenho do esquema de recepção MLSE-PSP cego em função do esquema de filtragem adotado. Nesse trabalho dois esquemas de filtragem foram investigados o LMS e o filtro de Kalman com canal aproximado por processos auto-regressivos de primeira e segunda ordem (AR(1) e AR(2)). Em todas as simulações realizadas empregou-se o algoritmo M para obter os percursos sobreviventes. Os resultados de simulações ali apresentados mostram que o esquema de recepção MLSE-PSP implementado com filtro de Kalman adotando modelo AR de segunda ordem (PSP-KF(2)) proporciona os melhores resultados dentre os esquemas investigados. No entanto, para todos os esquemas avaliados, verificou-se que alguns blocos de informação foram detectados com uma grande quantidade de erros (blocos divergentes), induzindo a existência de elevados valores de probabilidade de erro irreduzível (PEI). Neste trabalho propõe-se um procedimento para detectar a presença de blocos divergentes no esquema PSP-KF(2).

### 3. UM NOVO ESQUEMA DE RECEPÇÃO PSP-KF(2)

Um dos principais problemas vinculados ao tema de recuperação cega da informação digital é a presença de blocos divergentes. As causas do surgimento de blocos divergentes dependem do algoritmo e da estrutura do receptor cego adotado.

Em equalizadores cegos que utilizam funções não-convexas, a presença de blocos divergentes está associada à convergência para pontos de mínimos locais. Além disso em algumas situações existe a possibilidade de obter soluções erradas. Nestes casos, blocos com muitos erros e estimativas da RI do canal que apresentam elevados valores de erro médio quadrático, podem conjuntamente produzir custo tão bom quanto o produzido por blocos com poucos erros de equalização.

No caso específico dos esquemas de recepção MLSE-PSP, a presença de blocos divergentes é justificada pela redução do espaço de busca [8].

Nesta seção apresenta-se um procedimento para detectar a presença de blocos divergentes em receptores PSP-KF(2). O esquema proposto ampara-se em duas constatações importantes relacionadas com este esquema de recepção. Uma associada com o tipo de algoritmo adaptativo utilizado no banco de filtros e outra relacionada com o algoritmo de busca.

Em primeiro lugar, o filtro de Kalman com modelo AR de segunda ordem empregado no banco de filtros do esquema de recepção PSP-KF(2) possui características de robustez, boa velocidade de convergência e excelente capacidade de acompanhamento da RI do canal [9]. Estas características são importantes para lidar com sinais de referência que contém

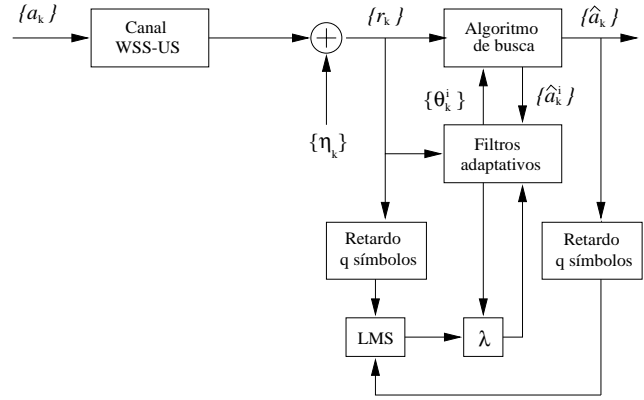


Fig. 2 - Esquema de recepção proposto.

erros. Já o algoritmo de filtragem adaptativa LMS é bastante sensível à presença de erros no sinal de referência. No entanto, quando a sequência de referência é igual à transmitida, o comportamento dos dois algoritmos de filtragem é parecido, pois se tratam de algoritmos despolarizados e, apesar da excelente velocidade de convergência do filtro de Kalman, é importante destacar que a velocidade de convergência do algoritmo LMS é muito boa quando a sequência de referência é branca, suposição comumente atendida nos sistemas de comunicação.

A expectativa de comportamentos similares quando for fornecida a sequência de referência correta aos esquemas de filtragem LMS e KF, e de comportamentos diferentes quando a sequência de referência contiver erros, pode fornecer indícios para detectar seqüências com grande quantidade de erros.

Outro aspecto importante relacionado com o esquema de recepção MLSE-PSP diz respeito à propriedade de confluência dos percursos sobreviventes retidos pelos algoritmos de busca. Em um dado instante de tempo, a probabilidade de que todos os percursos sobreviventes se fundam em um mesmo estado da treliça aumenta com o retardo. No caso específico do algoritmo de Viterbi com um retardo de  $q = 5 \cdot L$  símbolos, essa probabilidade aproxima-se de 1, o que possibilita a obtenção da sequência ML símbolo-a-símbolo.

Baseado nestas duas constatações propõe-se o esquema apresentado na Figura 2. Como pode ser observado nesta figura, foi adicionado à estrutura do PSP-KF(2) cego convencional um algoritmo LMS, cujo sinal de referência é a sequência ML, obtida com retardo de  $q$  símbolos. Admitindo-se que este retardo seja suficiente para garantir a confluência dos percursos sobreviventes, pode-se comparar a estimativa da RI de canal obtida com o algoritmo de filtragem LMS com a obtida por qualquer um dos KF do banco de filtros. Se a sequência ML for igual à transmitida, espera-se que as estimativas de canal se aproximem. O que não deve ser verificado admitindo-se a presença de erros na sequência ML, principalmente se a quantidade de erros for grande.

Mediante comparação estabelecida acima pode-se classificar o bloco como convergente ou não. Caso o bloco seja classificado como divergente os KF do banco de filtros são

reinicializados, e os símbolos devem ser descartados ou armazenados para posterior detecção, conforme exigências da aplicação em questão.

Para implementar a técnica proposta é necessário definir uma medida de separação entre as estimativas. O critério adotado ( $\lambda_k$ ) nas simulações apresentadas a seguir foi o módulo da diferença entre as estimativas no instante de tempo  $(k - q) \cdot T$ .

$$\lambda_{k-q} = \sum_{i=0}^L \left\| \hat{\theta}_{k-q}^{ML}(i) - \hat{\theta}_{k-q}^{LMS}(i) \right\|^2, \quad (11)$$

sendo  $\hat{\theta}_{k-q}^{ML}$  a estimativa obtida por um dos filtros do esquema PSP-KF(2) e  $\hat{\theta}_{k-q}^{LMS}$  a estimativa obtida pelo filtro LMS considerando a estimativa da seqüência ML fornecida pelo algoritmo de busca.

O critério apresentado na Equação 11 foi escolhido arbitrariamente para demonstrar a aplicabilidade da técnica, outros critérios podem ser estabelecidos, inclusive critérios que utilizem mais dados que possam fornecer informações adicionais quanto a convergência dos blocos.

O tempo considerado para realizar classificação do bloco como convergente ou não é  $(k - q) \cdot T$ . Ele deve ser grande o suficiente para que se verifique a convergência do algoritmo LMS e, ao mesmo tempo, ele deve ser o menor possível, principalmente para valores elevados de  $f_D \cdot T$ , pois nesses casos o LMS apresenta problemas de perda de acompanhamento. Nas simulações apresentadas neste trabalho considerou-se  $k - q = 30$ .

#### 4. O SISTEMA SIMULADO

O diagrama de bloco do sistema de comunicação em tempo discreto utilizado como plataforma para avaliação de desempenho dos esquemas de recepção ML conjunto, é apresentado na Figura 1. Nesta figura  $\{a_k\}$  representa a seqüência de símbolos transmitida,  $\{r_k\}$  é a seqüência recebida e  $\{\hat{a}_k\}$  representa a estimativa de  $\{a_k\}$ .

O canal é modelado como um processo gaussiano WSS-US (*Wide Sense Stationary-Unrelated Scattering*) com raios igualmente espaçados no intervalo de símbolos. A saída do canal sem ruído é dada por

$$y(t) = \sum_{i=0}^L \theta_{i,t} a_{t-i,T}, \quad (12)$$

sendo  $T$  o intervalo de símbolo e  $\{\theta_{c,i}, i = 0, \dots, L\}$  processos gaussianos estatisticamente independentes entre si, com densidade espectral de potência dada por,

$$G(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_{c,i}^2}{\sqrt{1 - (\frac{f}{f_D})^2}}, & |f| < f_D \\ 0, & |f| > f_D \end{cases} \quad (13)$$

na qual  $\sigma_{c,i}^2$  é a potência média do processo  $\theta_i$  e  $f_D$  é o máximo desvio Doppler [10].

O receptor é formado pelo algoritmo M com 16 percursos sobreviventes e banco de filtros empregando o algoritmo de Kalman, com raios aproximados por processos AR(2), adotando-se como critério de ajuste a variância do erro de predição entre este modelo e o do canal simulado. O passo

TABELA I  
LIMIARES DE DECISÃO EM FUNÇÃO DA SNR E DA  $f_D$

		10 dB	20 dB	30 dB	40 dB	50 dB
10Hz	l1	0.13	0.04	0.005	0.0012	0.0008
	l2	0.025	0.003	0.0005	0.0003	0.0003
50Hz	l1	0.06	0.009	0.0065	0.0055	0.0009
	l2	0.07	0.008	0.001	0.0009	0.0007
100Hz	l1	0.05	0.025	0.018	0.015	0.015
	l2	0.02	0.009	0.0065	0.0055	0.005

do LMS, por seu turno, foi ajustado para cada valor de  $f_D$  considerado nas simulações.

Considera-se modulação QPSK diferencial (DQPSK) com uma taxa de símbolos de 24,3 kbaud. O sistema simula a interface aérea para o padrão de transmissão IS-136, com uso de equalização. A codificação diferencial é importante para resolver o problema de ambigüidade em fase, inerente aos esquemas de recepção cega. Além disso, admite-se perfeito sincronismo entre transmissor e receptor.

Nas simulações realizadas considera-se  $L = 2$ ,  $f_D$  de 10, 50 e 100 Hz e perfil de retardo com as seguintes variâncias 0,5 0,3 e 0,2. O canal foi simulado pela técnica de Monte Carlo. Em todas as simulações considerou-se que o receptor conhece  $L$  e a função espalhamento do canal, ou seja o espectro Doppler e o perfil de intensidade de múltiplos percursos.

#### 5. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

Esta seção avalia o desempenho do esquema de recepção PSP-KF(2) cego que emprega o procedimento de detecção de blocos divergentes e, compara com o desempenho do esquema de recepção PSP-KF(2) cego convencional.

O desempenho dos esquemas de recepção é avaliado segundo o critério de taxa de erro de símbolo (SER, da expressão *Symbol Error Rate*). A SER foi estimada por frequência relativa, utilizando-se uma massa de dados de  $5 \cdot 10^6$  símbolos DQPSK divididos em 3000 blocos.

A Figura 3 apresenta curvas de SER admitindo-se  $f_D$  de 10 Hz e variando-se a relação sinal ruído (SNR) de 10 até 50 dB com incrementos de 10 dB. As curvas mostradas na figura foram obtidas para os esquemas de recepção PSP-KF(2) cego proposto e convencional, segundo a legenda apresentada na figura. Em particular, para o esquema de recepção proposto são considerados dois conjuntos de limiares de detecção: l1 e l2, os quais são apresentados na Tabela 1. Os limiares foram estabelecidos computacionalmente para garantir vazões de 0.98 (l1) e 0.92 (l2).

Vê-se claramente que, para todos os valores de SNR considerados nas simulações, o esquema proposto apresenta melhor desempenho do que o esquema de recepção PSP-KF(2) cego convencional, principalmente quando os limiares de detecção são reduzidos.

Ainda com relação à Figura 3 é importante verificar que a melhoria de desempenho do esquema proposto em relação ao esquema convencional é acentuada com o aumento da SNR, indicando uma degradação no desempenho do procedimento de detecção de blocos divergentes com a redução da SNR. Este comportamento é justificável, uma vez que

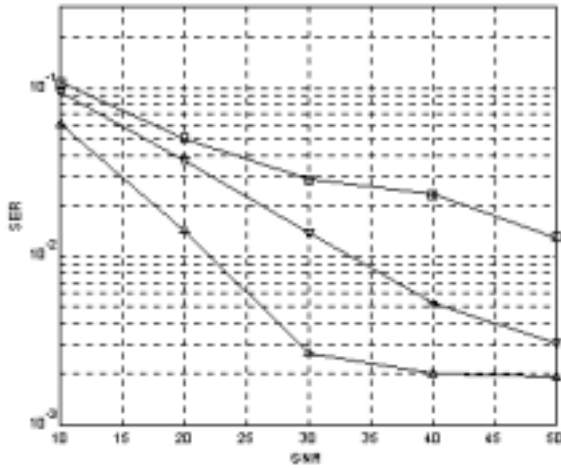


Fig. 3 - SER para  $f_D$  de 10 Hz em função da SNR. PSP-KF(2) cego convencional  $\square$ , PSP-KF(2) proposto com  $l1$   $\nabla$  e  $l2$   $\triangle$ .

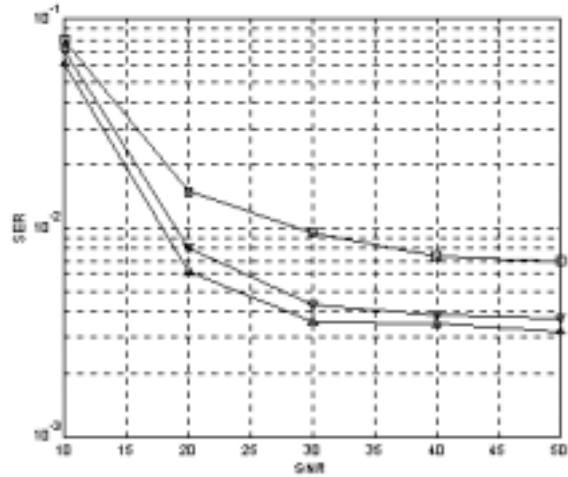


Fig. 4 - SER para  $f_D$  de 50 Hz em função da SNR. PSP-KF(2) cego convencional  $\square$ , PSP-KF(2) proposto com  $l1$   $\nabla$  e  $l2$   $\triangle$ .

com a redução da SNR os esquemas de filtragem LMS e KF acompanham a RI do canal com maior variância. Vale ressaltar que tal característica não representa uma limitação da técnica proposta, pois na área de recepção cega ou detecção cega de erros de equalização, a maioria dos procedimentos são desenvolvidos admitindo-se elevados valores de SNR.

Os resultados de simulações apresentados nas Figuras 4 e 5 foram obtidos admitindo-se as mesmas condições de execução daqueles apresentados na Figura 3, exceto que foram consideradas as  $f_D$  de 50 e 100 Hz, respectivamente. Os resultados apresentados nestas figuras indicam comportamentos similares ao apresentado na Figura 3. No entanto, verifica-se que a melhoria de desempenho, apesar de ainda ser expressiva, é menor do que a obtida com  $f_D$  de 10 Hz. Este comportamento é razoável tendo em vista que à medida que a intensidade de efeito Doppler é aumentada reduz-se a quantidade de blocos divergentes [8] e, por conseguinte, o impacto do procedimento de detecção de blocos divergentes no desempenho do esquema de recepção. Além disso, espera-se que o desempenho do procedimento de detecção de blocos divergentes se degrade com o aumento do efeito Doppler. Isto deve ocorrer em consequência do aumento da variância de acompanhamento da RI do canal.

As Figuras 6 e 7 mostram a quantidade de erros por bloco nos primeiros 500 blocos considerados para o esquema proposto e para o esquema de recepção PSP-KF(2) cego convencional. Os resultados de simulações apresentados nestas figuras foram obtidos para  $f_D = 10$  Hz (Figura 6) e  $f_D = 100$  Hz (Figura 7). Em ambos os casos considerou-se SNR de 30 dB e adotou-se o conjunto de limiares de decisão  $l2$ . Estes resultados indicam boa eficiência da técnica de detecção de blocos divergentes, especialmente para a  $f_D$  de 10 Hz. Para este caso, apenas blocos com uma pequena quantidade de erros foram classificados como convergentes. No caso da  $f_D$  de 100 Hz, apesar do procedimento possibilitar melhoria de desempenho, ocorrem algumas falhas de detecção. Como mencionado anteriormente isto deve-se a

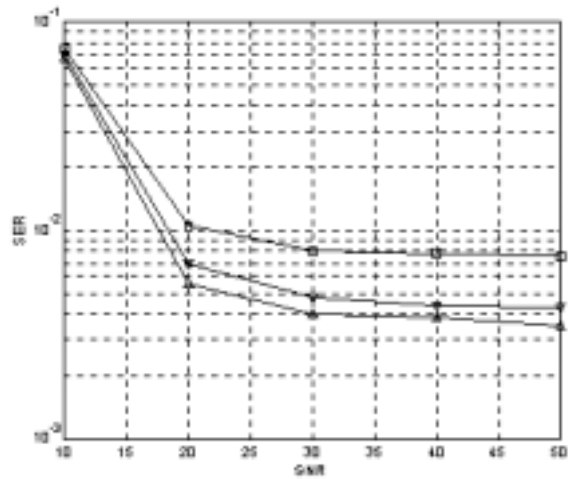


Fig. 5 - SER para  $f_D$  de 100 Hz em função da SNR. PSP-KF(2) cego convencional  $\square$ , PSP-KF(2) proposto com  $l1$   $\nabla$  e  $l2$   $\triangle$ .

maior mobilidade do canal, o que afeta particularmente o esquema de filtragem LMS. Embora a discussão em questão esteja vinculada aos resultados apresentados nas Figuras 6 e 7, ela se aplica à totalidade da massa de dados considerada nas simulações ( $5 \cdot 10^6$  símbolos DQPSK).

## 6. CONCLUSÕES

Este trabalho propôs um procedimento para detectar a presença de blocos divergentes no contexto da recuperação cega da informação digital em aplicações que envolvem canais seletivos e sujeitos ao efeito de desvanecimento rápido. O procedimento proposto é empregado no esquema de recepção PSP-KF(2) cego.

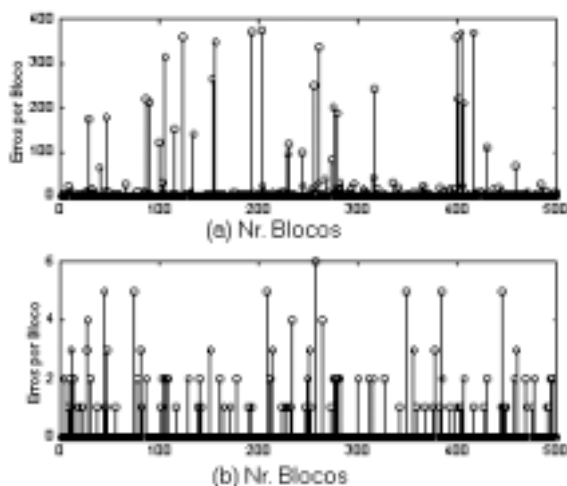


Fig. 6 - Quantidade de erros por bloco para  $f_D$  de 10 Hz e SNR de 30 dB. (a) Esquema de recepção PSP-KF(2) convencional (b) esquema de recepção PSP-KF(2) proposto.

O desempenho do esquema proposto foi avaliado mediante simulação computacional e comparado com o esquema de recepção PSP-KF(2) convencional.

A partir das simulações realizadas observou-se que o esquema de recepção proposto apresenta desempenho bem superior ao esquema de recepção PSP-KF(2) cego convencional. Além disso, o critério proposto para detecção de blocos convergentes, apesar de bastante simples, opera de forma eficiente. Verificou-se que com apenas 30 símbolos obtêm-se resultados expressivos.

Vale ressaltar que em função do desconhecimento da função densidade de probabilidade do critério adotado, os limiares de detecção foram estabelecidos mediante simulação computacional. Para estabelecer limiares ótimos é importante encontrar a função densidade de probabilidade desse critério em função da quantidade de erros no sinal de referência. A partir dessa distribuição pode-se determinar as probabilidades de falso alarme e de falha de detecção para um limiar previamente estabelecido. Pretende-se seguir esta abordagem em um trabalho subsequente.

Este trabalho mostrou que a exploração das diferenças entre as estimativas de canal obtidas pelos esquemas de filtragem LMS e KF, em conjunto com a propriedade de confluência do estados do diagrama de busca, é eficiente para detectar falhas de equalização. No entanto, verificou-se que a redução da relação sinal ruído ou o aumento do efeito Doppler degrada o desempenho do esquema proposto. A fim de tornar o procedimento de detecção de blocos divergentes mais eficiente e robusto, está se investigando o uso de critérios de detecção que levem em conta mais informações da diferença entre as estimativas obtidas com os esquemas de filtragem KF e LMS.

## 7. REFERÊNCIAS

[1] D. N. Godard. Self-recovering Equalization and Carrier Tracking in Two-dimensional Data Communica-

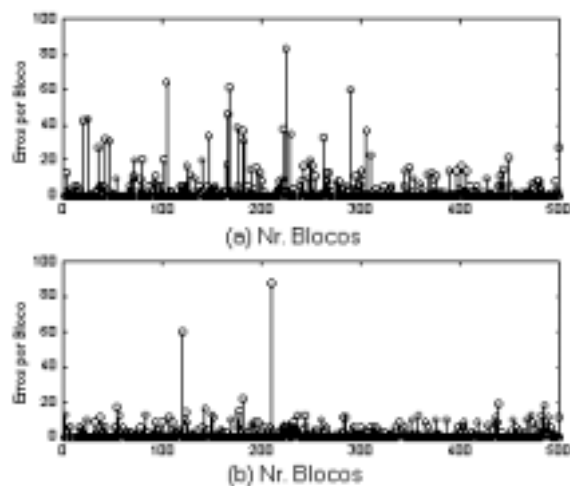


Fig. 7 - Quantidade de erros por bloco para  $f_D$  de 100 Hz e SNR de 30 dB. (a) Esquema de recepção PSP-KF(2) convencional (b) esquema de recepção PSP-KF(2) proposto.

- tion Systems. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-28(N0. 11):1867–1875, Nov. 1980.
- [2] V. Krishnamurthy, K. Dogançay. Blind On-line Testing for Equalization Errors in Digital Communication Systems. *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. 44(N0. 4):1677–1686, July 1998.
- [3] R. A. Kennedy, K. Dogançay. Blind Detection of Equalization Errors in Communication Systems. *IEEE Trans. on Information Theory*, Vol. 43(N0. 2):469–482, March 1997.
- [4] E. L. Pinto, J. F. Galdino. A Simulation Study of Adaptive Filtering Applied to MLSE-PSP receivers. *IEEE MILCOM*, 1998.
- [5] C. Tzou, R. Raheli, A. Polydoros. Pre-survivor Processing: A General Approach MLSE in Uncertain Environments. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43(N0. 2/3/4):354–364, Feb. 1995.
- [6] A. Polydoros, K. M. Chugg. MLSE for Unknown Channel - Part I: Optimality Considerations. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44(N0. 7):836–846, Jul. 1996.
- [7] K. M. Chugg, G. Pappariso. PSP Array Processing for Multipath Fading Channels. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47(N0. 4):504–507, Apr. 1999.
- [8] M. S de Alencar, J. F. Galdino. Desempenho de Receptores MLSE Cegos em Canais Seletivos e com Desvanecimento Rápido. *Anais do XVIII Simpósio Brasileiro de Telecomunicações*, 2000.
- [9] E. L. Pinto, J. F. Galdino. A New MLSE-PSP Scheme over Fast Frequency-Selective Fading Channels. *IEEE ISITA*, 1998.
- [10] T. S. Rappaport. *Wireless Communications. Principles and Practice*. Prentice-Hall, 1996.