

# DESEMPENHO DE RECEPTORES MLSE CEGOS EM 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 apresenta os resultados da avaliação de desempenho de esquemas de recepção cegos que se baseiam no critério de máxima verossimilhança e que empregam o princípio do processamento do percurso sobrevivente (MLSE-PSP). A avaliação de desempenho é realizada mediante simulação computacional admitindo-se canais seletivos e caracterizados pelo efeito de desvanecimento rápido. Dentre os blocos básicos que compõem o esquema de recepção MLSE-PSP, especial atenção foi dada ao tipo de algoritmo de filtragem adaptativa utilizado. Considerou-se dois algoritmos o *Least Mean Square* (LMS) e o Kalman *Filtering* (KF). Com relação ao KF foram avaliados dois modelos regressivos para o canal de comunicação: o modelo autoregressivo de primeira ordem (AR(1)) e o autoregressivo de segunda ordem (AR(2)). Em todas as simulações realizadas neste trabalho, foi utilizado o algoritmo M como algoritmo de busca. A partir dos resultados obtidos, verifica-se que o uso do KF com modelo AR(2) permite obter melhores resultados, apresentando uma menor quantidade de blocos divergentes e confinamento dos erros no início dos blocos convergentes.

## 1. INTRODUÇÃO

AS TÉCNICAS usuais de combate à interferência entre símbolos (IES) geralmente admitem o conhecimento da resposta impulsional (RI) do canal. Em aplicações que envolvem canais seletivos e caracterizados pelo efeito de desvanecimento rápido o receptor desconhece, a priori, a RI do canal. Nesses casos, deve-se adotar procedimentos para estimar e acompanhar a RI do canal durante a conexão. Tradicionalmente a estimativa da RI do canal é obtida com o auxílio de seqüências de treinamento que são justapostas à informação digital a ser transmitida [1].

O uso de seqüência de treinamento em geral permite obter boa estimativa da RI dos canais de comunicação móvel, porém reduz a vazão dos sistemas, principalmente quando estão envolvidos canais rapidamente variantes no tempo. Em certas aplicações, como por exemplo em alguns *modems* ionosféricos a vazão do sistema é de apenas 50% [2]. Além da redução da vazão, em algumas aplicações, como em redes multiponto para comunicação entre computadores [3], comunicações de rádio-móvel e transmissão rádio-digital na faixa de microondas, o uso de seqüência de treinamento é inconveniente. Estes aspectos têm motivado o desenvolvimento de receptores cegos ou autodidatas, os quais detectam a informação digital sem o auxílio das seqüências de

treinamento.

O primeiro trabalho abordando o tema de recepção cega surgiu em 1975 [4]. Desde então estes esquemas de recepção têm sido intensamente discutidos na literatura técnica. Este trabalho centra-se nos esquemas de recuperação da informação digital que realizam estimação conjunta, canal e seqüência de símbolos, adotando o critério de máxima verossimilhança e que empregam o processamento do percurso sobrevivente [5]-[9]. Este esquema de recepção, aqui denominado MLSE-PSP, tem recebido especial atenção na recuperação da informação digital em canais rapidamente variantes no tempo e seletivos em freqüência, devido aos bons resultados apresentados para este tipo de canal [9]. No entanto, a grande maioria dos trabalhos apresentados na literatura emprega esta técnica juntamente com o uso de seqüência de treinamento.

O esquema de recepção MLSE-PSP adota um algoritmo de busca e um conjunto de filtros adaptativos. O algoritmo de busca obtém as seqüências sobreviventes, que são utilizadas pelos filtros adaptativos como sinais de referência para estimar e acompanhar a RI do canal. A cada uma das seqüências sobreviventes está associado um filtro adaptativo e cada filtro obtém uma estimativa de canal condicionada à seqüência sobrevivente ao qual está vinculado. As RIs estimadas são fornecidas ao algoritmo de busca para que as respectivas seqüências sejam estendidas.

Os filtros adaptativos exercem um papel fundamental no desempenho dos esquemas de recepção MLSE-PSP. No entanto, por questões relacionadas com a complexidade computacional, tem-se comumente empregado o algoritmo LMS. Com relação a filtragem de Kalman (KF), frequentemente tem-se adotado o modelo AR(1) como modelo de regressão. Tal seleção tem sido realizada sem considerar o ajuste do modelo adotado com o do canal de comunicação. Em [10] mostrou-se que esquemas de recepção MLSE-PSP com a adoção de modelos bem ajustados à função espalhamento do canal permite obter melhores resultados.

Neste trabalho investiga-se o desempenho dos esquemas de recepção MLSE-PSP, no contexto da recuperação cega da informação digital, em aplicações realizadas com uso de canais seletivos e rapidamente desvanecidos. Em função dos resultados apresentados em [11] aqui será empregado o algoritmo M como algoritmo de busca. Já como filtros adaptativos são investigados os esquemas LMS e KF. No caso do KF a evolução temporal da RI do canal é aproximada por modelos autoregressivos de primeira AR(1) e de segunda ordem AR(2) [10].

O trabalho é organizado como segue. Na Seção 2 discute-se técnicas de recepção MLSE, com ênfase nos esquemas de recepção MLSE-PSP. Na Seção 3 apresenta-se o sistema simulado utilizado como cenário para avaliação de desem-

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.

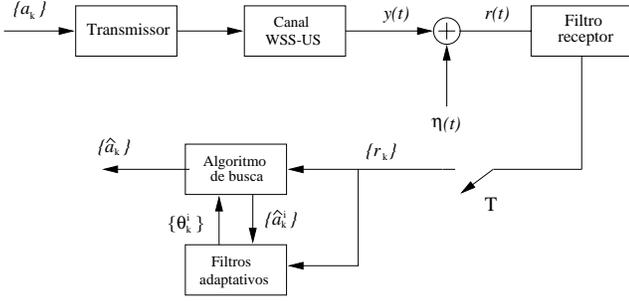


Fig. 1 - Diagrama de bloco do sistema simulado.

penho dos esquemas de recepção abordados. Na Seção 4 são apresentados os resultados das simulações. Por fim, na Seção 5 são apresentadas as conclusões deste trabalho e as perspectivas ou propostas para trabalhos futuros.

## 2. TÉCNICAS DE RECEPÇÃO MLSE

Um receptor que adota o critério ML (do termo em inglês *Maximum Likelihood*) estima 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  $\mathbf{A}^i$ . Esta *fdp* condicional é aqui denotada por  $(P(\mathbf{R} | \mathbf{A}^i))$ . O operador  $(\cdot)^T$  indica transposto. Segundo este critério escolhe-se a seqüência  $\hat{\mathbf{A}}$  se

$$\hat{\mathbf{A}} = \max_{\mathbf{A}^i} P(\mathbf{R} | \mathbf{A}^i) \text{ com } i \in [1, \dots, Q],$$

em que 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 e  $Q$  é a quantidade de possíveis seqüências transmitidas, que é dada por  $M^N$ .

Admitindo-se que o canal de comunicação, incluindo os filtros de transmissão e recepção, pode ser modelado por um filtro FIR, com  $L+1$  coeficientes, sendo  $L$  a memória do canal. O sinal na saída do amostrador pode ser representado vetorialmente da seguinte forma (Figura 1)

$$r_k = \varphi_k^H \theta_k + \eta_k, \quad (1)$$

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

$$\varphi_k \triangleq (a_k, a_{k-1}, \dots, a_{k-L})^T. \quad (2)$$

O vetor  $\theta_k$  contém os coeficientes do canal no instante  $k$ , ou seja,

$$\theta_k \triangleq (\theta_{k,0}, \theta_{k,1}, \dots, \theta_{k,L})^T. \quad (3)$$

Na Equação 3 o primeiro índice das componentes de  $\theta_k$  denota tempo e o segundo índice o retardo.

A *fdp* de  $r_k$  condicionada à seqüência de símbolos  $\mathbf{A}^i$  é gaussiana com média e variância dadas nas Equações 4a e 4b,

$$\bar{r}_k^i = E[r_k | \mathbf{A}^i] = (\varphi_k^i)^H \hat{\theta}_k \quad (4a)$$

$$\sigma_k^i = \text{Var}[r_k | \mathbf{A}^i] = (\varphi_k^i)^H \mathbf{P}_k^i \varphi_k^i + \sigma_\eta^2. \quad (4b)$$

Os operadores  $E[\cdot]$  e  $\text{Var}[\cdot]$  denotam valor esperado e variância. O vetor  $\hat{\theta}_k^i$  e a matriz  $\mathbf{P}_k^i$  representam a estimativa de  $\theta_k$  e a matriz de covariância do erro de estimativa considerando-se a seqüência de símbolos  $\mathbf{A}^i$  como referência. O critério ML conjunto é dado por

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

m O problema de otimização estabelecido acima só pode ser resolvido com busca exaustiva. Como o espaço de busca cresce exponencialmente com  $N$ , na prática a busca exaustiva é inviável.

Recentes publicações [6] -[12] propõem o uso do esquema de recepção PSP para realizar implementação sub-ótima do critério MLSE em presença de incertezas no cálculo das métricas dos percursos sobreviventes.

O esquema de recepção MLSE-PSP é formado basicamente por um algoritmo de busca e um conjunto de filtros adaptativos. A cada estado do algoritmo de busca está associado um filtro adaptativo e uma seqüência de dados (seqüência sobrevivente). O filtro adaptativo utiliza a seqüência de dados como sinal de referência para estimar e acompanhar a RI do canal, a qual, por sua vez, é utilizada para atualizar a seqüência sobrevivente. Admitindo-se que dentre as seqüências sobreviventes existe uma que aproxime a verdadeira (provavelmente a seqüência ML), há uma estimativa de canal sendo atualizada com ela e sem retardo. A incerteza acerca de qual estado é o verdadeiro é decidida quando o receptor processar todo o bloco de informação, nessa ocasião espera-se que, com alta probabilidade, estejam vinculadas ao estado escolhido a estimativa de canal e a seqüência de símbolos que aproximem a solução ML conjunta.

Denotando-se os últimos  $L+1$  símbolos da seqüência sobrevivente associada ao  $i$ -ésimo estado por  $\mathbf{S}_k^i = \{a_k^i\}_{i=k-L}^k$ , e usando-se algoritmo LMS com passo  $\mu$  a estimativa da RI de canal vinculada ao estado é dada por

$$\hat{\theta}_{k+1}^i = \hat{\theta}_k^i + \mu e_k^i \mathbf{S}_k^i, \quad (5)$$

$e_k^i$  é dado por

$$e_k^i = r_k - \bar{r}_k^i. \quad (6)$$

Adotando-se o filtro de Kalman e assumindo-se que o canal é aproximado por um processo AR, o modelo de espaço de estados fica dado por

$$\hat{\theta}_{k+1}^i = \Phi \hat{\theta}_k^i + \Theta \nu_k^i \quad (7a)$$

$$r_k = \mathbf{H}_k^i \hat{\theta}_k^i + \eta_k, \quad (7b)$$

sendo  $\Phi$  a matriz de transição composta pelos parâmetros AR do modelo de regressão do canal,  $\Theta$  uma matriz diagonal

que controla a potência do ruído de geração do processo  $\hat{\theta}_k^i$ . Admite-se que  $\nu_k^i$  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  $\nu_k^i$  e  $\eta_k$  são estatisticamente independentes entre si, suposição justificada inclusive pela independência física destes processos.

No caso específico do modelo AR(2) para o canal de comunicação, as matrizes que especificam o modelo de espaço de estados apresentado nas Equações 7a e 7b são dadas por:

$$\Phi = \begin{bmatrix} -a_1 \mathbf{I}_3 & -a_2 \mathbf{I}_3 \\ \mathbf{I}_3 & \mathbf{0}_3 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{H}_k^i = ( a_k^i \quad \dots \quad a_{k-L}^i \quad 0 \quad \dots \quad 0 ). \quad (9)$$

Sendo  $\mathbf{I}_3$  uma matriz identidade de dimensão 3 e  $\mathbf{O}_3$  uma matriz quadrada com entradas nulas de dimensão 3. Ao passo que o vetor de estado relaciona-se com o canal de comunicação por

$$\hat{\theta}_k^i = ( \hat{\theta}_{k,0}^i \quad \dots \quad \hat{\theta}_{k,L}^i \quad \hat{\theta}_{k-1,0}^i \quad \dots \quad \hat{\theta}_{k-1,L}^i )^T \quad (10)$$

Na Equação 8 os coeficientes  $a_1$  e  $a_2$  representam os parâmetros regressivos do modelo AR(2). Como pode ser observado, admite-se que os raios do canal de comunicação possuem o mesmo espectro.

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

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

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

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

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

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

Neste trabalho avalia-se o desempenho do esquema de recepção MLSE-PSP para realizar estimação cega de seqüência de símbolos em canais caracterizados pelos efeitos de desvanecimento rápido e seletividade em frequência em função do esquema de filtragem adotado. Dois esquemas de filtragem são avaliados: o LMS e o KF. No caso particular do KF dois modelos autoregressivos são considerados: o modelo AR(1) e AR(2). Estes esquemas de modulação serão doravante denominados PSP-LMS, PSP-KF(1) e PSP-KF(2). Em todos os três casos utiliza-se o algoritmo M para realizar busca dos caminhos sobreviventes.

### 3. O SISTEMA SIMULADO

O diagrama de bloco do sistema de comunicação equivalente em banda básica, 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. O sinal recebido na entrada do receptor é  $r(t)$  e  $\{r_k\}$  é a seqüência na saída do amostrador. As amostras são tomadas a cada T segundos, sendo T o intervalo de símbolo. A seqüência  $\{\hat{a}_k\}$  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

$$y(t) = \sum_{i=0}^L \theta_{i,t} a_{t-i,T} \quad (13)$$

sendo  $\{\theta_{i,t}, i = 0, \dots, L\}$  processos gaussianos estatisticamente independentes entre si, com densidade espectral de potência dada por,

$$G(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_{c,i}^2}{\sqrt{1 - (\frac{f}{f_D})^2}}, & |f| < f_D \\ 0, & |f| > f_D \end{cases} \quad (14)$$

na qual  $\sigma_{c,i}^2$  é a potência média do processo  $\theta_i$  e  $f_D$  é o máximo desvio Doppler [1].

O receptor é formado por um filtro de recepção, um amostrador na taxa de símbolos, pelo algoritmo M para realizar a busca e por um conjunto de filtros adaptativos, no qual emprega-se o LMS e o KF com canal aproximado por processos AR(2) e AR(1). A aproximação foi realizada mediante minimização do erro de predição. O passo 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 e filtros de transmissão e recepção casados com resposta ao impulso igual à raiz de coseno levantado. A codificação diferencial é usada para solucionar problemas de ambigüidade em fase inerente as técnicas cegas. Nas simulações admite-se sincronismo entre o transmissor e receptor. Com estas considerações a IES resultante na saída do amostrador deve-se unicamente ao efeito dispersivo provocado pelo canal.

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. Além disso, 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.

### 4. RESULTADOS DAS SIMULAÇÕES

O desempenho dos esquemas de recepção são avaliados e comparados segundo dois critérios: taxa de erro de símbolo (SER, do termo em inglês *Symbol Error Rate*) e erro médio quadrático de estimação da RI do canal (MSE, do termo em inglês *Mean Square Error*). A SER foi estimada por frequência relativa, utilizando-se uma massa de dados de  $5 \cdot 10^5$  símbolos DQPSK divididos em 1000 blocos, cada qual contendo 500 símbolos. O MSE foi estimado computando-se a média estatística de 1000 curvas de erro quadrático.

A Figura 2 mostra curvas de SER para os esquemas de recepção PSP-LMS, PSP-KF(1) e PSP-KF(2). As curvas foram obtidas em função da relação sinal ruído (SNR), para  $f_D$  de 10, 50 e 100 Hz e considerando-se algoritmo M com 16

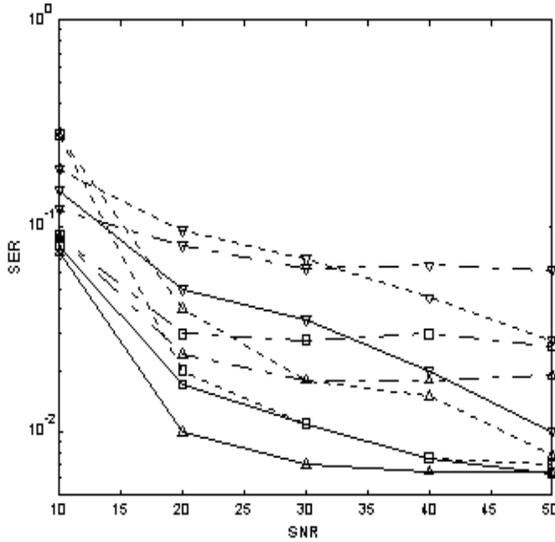


Fig. 2 - Desempenho dos esquemas de recepção MLSE-PSP.  $\triangle$   $f_D = 100\text{Hz}$ ,  $\square$   $f_D = 50\text{Hz}$ ,  $\nabla$   $f_D = 10\text{Hz}$ , — AR(2), -- AR(1) e - · - LMS.

percursos sobreviventes ( $S$ ). Malgrado os elevados valores de probabilidade de erro irredutível (PEI), verifica-se que o esquema de recepção PSP-KF(2) apresenta melhor desempenho do que os demais esquemas investigados. Além disso, para os três esquemas avaliados observa-se que o desempenho melhora com o aumento da  $f_D$ . Vale ressaltar que este comportamento tem sido observado em outros esquemas de recepção cega [13]. A Figura 3 mostra a quantidade de erros por bloco para os primeiros 200 blocos. É importante observar as diferenças nos eixos verticais dos gráficos mostrados na Figura 2. Os resultados foram obtidos para os esquemas de recepção PSP-LMS e PSP-KF(2), considerando-se  $f_D$  de 10 e 100 Hz, e SNR de 30 dB.

Verifica-se a presença de blocos com uma grande quantidade de erros (estes blocos são aqui, doravante, denominados blocos divergentes), principalmente para o esquema de recepção PSP-LMS. Além disso, para os dois esquemas vê-se que para a  $f_D = 10\text{Hz}$  a quantidade de blocos divergentes é maior do que para a  $f_D = 100\text{Hz}$ . A presença de blocos divergentes em esquemas de recepção cega tem sido documentada em outros trabalhos. No entanto, as suas origens dependem do particular esquema de recepção. Em alguns casos o procedimento de recuperação cega da informação digital apóia-se na otimização de funções custo multimodais, existindo a possibilidade de convergência para pontos de mínimos locais. Em outros casos, fala-se em soluções erradas. Nesses casos, a solução obtida com grande quantidade de símbolos errados em conjunto com estimativas de RI do canal com elevado MSE podem fornecer um custo tão bom quanto uma solução que apresente poucos símbolos errados. No caso particular do esquema de recepção MLSE-PSP a existência dos blocos divergentes deve-se à redução do espaço de busca. Isto pode ser observado na Tabela 1, na qual apresenta-se vazões para o esquema de recepção PSP-KF(2) variando-se a quantidade de percursos sobreviventes

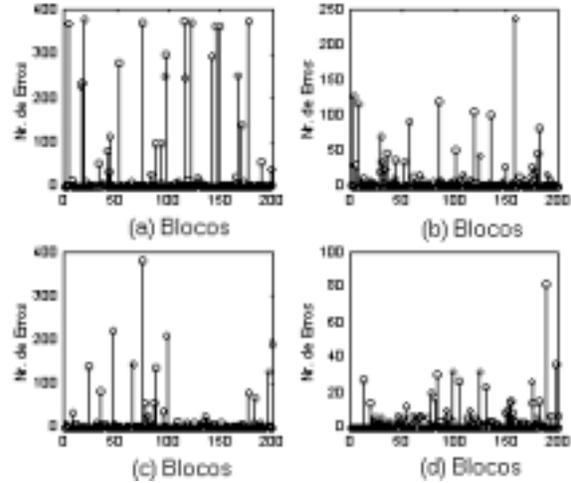


Fig. 3 - Quantidade de erros por bloco de informação. (a) PSP-LMS para  $f_D = 10\text{Hz}$ , (b) PSP-LMS para  $f_D = 100\text{Hz}$ , (c) PSP-KF(2) para  $f_D = 10\text{Hz}$ , (d) PSP-KF(2) para  $f_D = 100\text{Hz}$ .

TABELA I  
VAZÃO PARA O ESQUEMA PSP-KF(2)

	10dB	20dB	30dB	40dB	50dB
$S = 4$	0.512	0.751	0.814	0.876	0.879
$S = 16$	0.759	0.915	0.936	0.955	0.982
$S = 64$	0.765	0.928	0.937	0.968	0.989

( $S$ ). No cálculo, admitiu-se que os blocos divergentes possuíam uma taxa de erro superior a 10%. Verifica-se que a vazão aumenta com  $S$ , indicando que a quantidade de blocos divergentes diminui com o aumento de  $S$ . Com o aumento da quantidade de percursos sobreviventes o desempenho dos esquemas de recepção MLSE-PSP tende para o desempenho do esquema ML conjunto.

A Figura 4 apresenta curvas de SER para os esquemas de recepção PSP-LMS e PSP-KF(2) com  $f_D$  de 10, 50 e 100Hz em função da SNR. As curvas foram obtidas desconsiderando-se os blocos divergentes. Nesse caso, verificou-se que o desempenho dos esquemas piora com o aumento da  $f_D$ , especialmente para o caso do esquema de recepção PSP-LMS. Apesar de não ter sido apresentado curvas para o esquema de recepção PSP-KF(1), os resultados de simulação obtidos para este esquema de recepção são qualitativamente equivalentes aos apresentados nas Figuras 3 e 4.

A Figura 5 apresenta curvas de MSE para os três esquemas investigados, considerando-se  $f_D=10\text{Hz}$  e SNR=30dB. Três das curvas apresentadas (inferiores) foram obtidas considerando-se apenas os blocos convergentes. As outras três foram obtidas computando-se todos os blocos de informação. Os resultados apresentados na Figura 6 foram obtidos com as mesmas condições de execução dos apresentados na Figura 5, exceto que utilizou-se  $f_D=100\text{Hz}$ . Na Figura 5 observa-se que os três esquemas de recepção apresentam desempenho similares. Ao passo que na Figura 6,

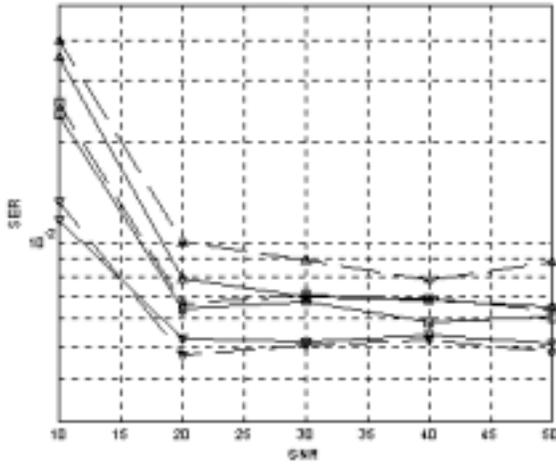


Fig. 4 - Desempenho dos esquemas de recepção MLSE-PSP desconsiderando-se os blocos divergentes.  $\triangle$   $f_D=100\text{Hz}$ ,  $\square$   $f_D=50\text{Hz}$ ,  $\nabla$   $f_D=10\text{Hz}$ , — AR(2), - - LMS.

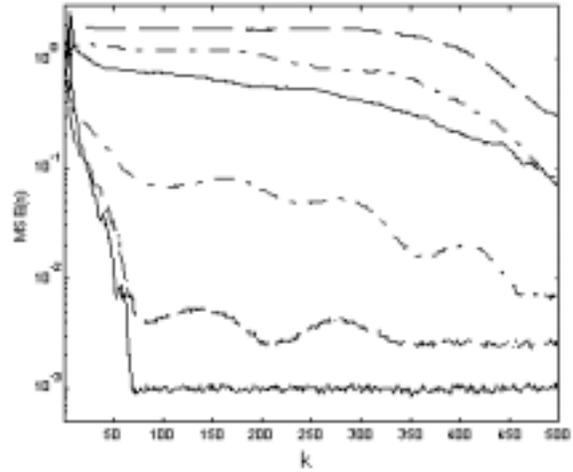


Fig. 6 - Curvas de MSE para  $f_D$  de 100Hz. — PSP-KF(2), — PSP-KF(1) e - - PSP-LMS.

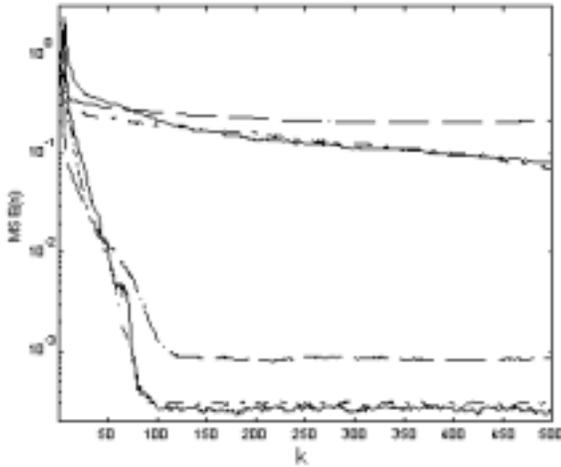


Fig. 5 - Curvas de MSE para  $f_D$  de 10Hz. — PSP-KF(2), - - PSP-KF(1) e — PSP-LMS.

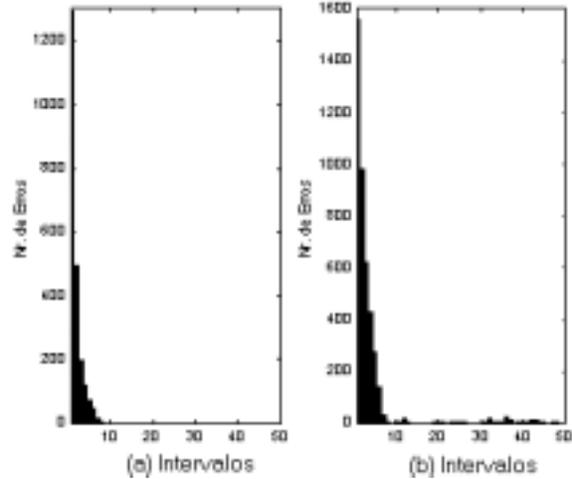


Fig. 7 - Histograma dos erros ao longo do bloco de informação para o esquema PSP-LMS. (a)  $f_D$  de 10Hz e (b)  $f_D$  de 100Hz.

verifica-se que o esquema de recepção PSP-KF(2) apresenta melhor desempenho. As curvas de MSE para os esquemas de recepção PSP-KF(1) e PSP-LMS apresentam comportamento oscilatório, principalmente a curva referente ao PSP-LMS. Isto reflete a existência de erros ao longo do bloco de informação, e até mesmo perda de acompanhamento da RI do canal em aplicações que envolvem canais com efeito Doppler mais intenso. Este comportamento pode degradar seriamente o desempenho dos esquemas de recepção se forem considerados blocos de transmissão maiores. Por outro lado, as curvas de MSE para o esquema de recepção PSP-KF(2) mostram que o canal é estimado e acompanhado com pequena variância, não esboçando tendência de perda de acompanhamento.

A seguir são apresentados histogramas dos erros ao longo dos blocos de informação. Os histogramas mostram a quan-

tidade total de erros ocorridos em dez intervalos de símbolos contíguos. Os histogramas foram computados considerando-se apenas os blocos convergentes. Além disso, considerou-se SNR de 30 dB e  $f_D$  de 10 e 100Hz. Os resultados são mostrados nas Figuras 7 e 8, para os esquemas de recepção PSP-LMS e PSP-KF(2), respectivamente.

No geral os histogramas revelam concentração dos erros nos primeiros 100 intervalos de símbolos. No caso específico da  $f_D=10\text{Hz}$ , independente do esquema adotado, não foi verificada a presença de erros após o recebimento dos 100 primeiros símbolos (Figuras 7a e 8a). Por outro lado, para a  $f_D=100\text{Hz}$  o esquema de recepção PSP-LMS apresenta erros ao longo da seqüência. Isto implica em um nível de PEI mesmo que sejam descartados os primeiros símbolos dos blocos. Apesar de não ter sido mostrado resultados para o esquema de recepção PSP-KF(1) este efeito também foi verificado, porém numa menor escala. Já o esquema PSP-

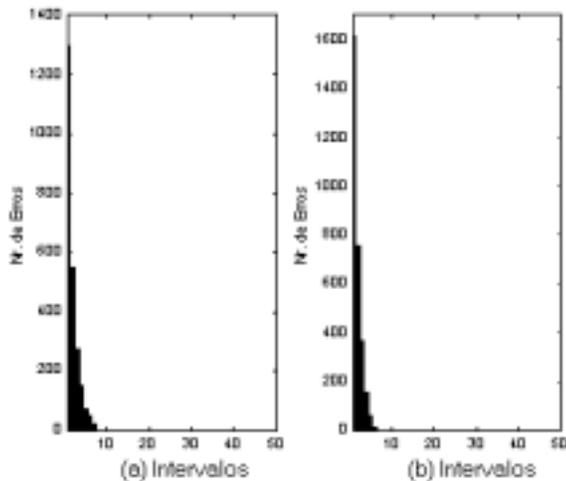


Fig. 8 - Histograma dos erros ao longo do bloco de informação para o esquema PSP-KF(2). (a)  $f_D$  de 10Hz e (b)  $f_D$  de 100Hz.

KF(2) não apresenta erros ao longo do bloco de informação, observa-se a presença de erros apenas nos primeiros intervalos de símbolos (Figura 8b).

## 5. CONCLUSÕES

Este trabalho centrou-se na avaliação de desempenho dos esquemas de recepção cegos que se baseiam no critério de máxima verossimilhança e que empregam o princípio do processamento do percurso sobrevivente. O desempenho dos esquemas de recepção foram avaliados e comparados segundo os critérios de probabilidade de erro de símbolo e o erro médio quadrático de estimação da RI do canal e considerando-se canais seletivos e sujeitos ao efeito de desvanecimento rápido.

Dentre os blocos básicos que compõem o esquema de recepção MLSE-PSP, especial atenção foi dada ao tipo de algoritmo de filtragem adaptativa utilizado no banco de filtros. Considerou-se dois algoritmos o LMS e o KF. Com relação ao KF foram avaliados dois modelos regressivos para o canal de comunicação: os modelos autoregressivos de primeira e segunda ordem. Em todas as simulações realizadas neste trabalho, foi utilizado o algoritmo M como algoritmo de busca.

A partir dos resultados obtidos para os esquemas de recepção investigados observou-se que em alguns blocos de informação a sequência de símbolos é detectada com uma grande quantidade de erros. Ao passo que em outros blocos verificou-se uma rápida convergência do estimador de canal, com a conseguinte obtenção de seqüências de símbolos com poucos erros. Este efeito foi mais intenso com o esquema de recepção PSP-LMS e para  $f_D$  de 10Hz. DVerificou-se ainda que a quantidade de blocos divergentes reduz à medida que se aumenta a quantidade de percursos sobreviventes. Apesar desta constatação ser importante, pois revela uma das causas para a existência de blocos divergentes, ela não pode ser adotada na prática por conta do excessivo aumento na complexidade do esquema de recepção. Uma abordagem mais eficiente aponta para o uso de um esquema de filtragem

mais robusto como o KF(2) em conjunto com um procedimento capaz de detectar a presença de blocos divergentes.

Considerando-se apenas os blocos convergentes verificou-se que o esquema de recepção PSP-KF(2) apresenta melhores resultados do que os demais esquemas de recepção aqui investigados. O que pode ser justificado pelo uso de modelo de regressão que aproxima bem a função espalhamento do canal de comunicação. Com este esquema, obteve-se curvas de erro médio quadrático com rápida convergência e baixo nível de MSE dentro do bloco de informação, ao contrário dos outros esquemas, cujas curvas apresentaram oscilação para  $f_D = 100$  Hz, indicando uma possível perda de acompanhamento para blocos de informação mais longos. Além disso, verificou-se que os erros para o esquema de recepção PSP-KF(2) são confinados aos primeiros intervalos de símbolos.

## 6. REFERÊNCIAS

- [1] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- [2] R. Vallet G. K. Kaleh. Joint parameter estimation and symbol detection for linear or nonlinear unknown channels. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42(N0. 7):2406–2413, Jul. 1994.
- [3] D. N. Godard. Self-recovering equalization and carrier tracking in two-dimensional data communication systems. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. COM-28(N0. 11):1867–1875, Nov. 1980.
- [4] Y. Sato. A method of self-recovering equalization for multilevel amplitude-modulation. *IEEE Transactions on communications*, Vol. COM 23:679–682, Jun. 1975.
- [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] A. Polydoros K. M. Chugg. MLSE for unknown channel - part II: Tracking performance. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 44(N0. 8):949–958, Aug. 1996.
- [8] T. Fujino H. Kubo, K. Murakami. An adaptive maximum-likelihood sequence estimator for fast time-varying intersymbol interference channels. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 42(N0. 2/3/4):1872–1880, Apr. 1994.
- [9] K. M. Chugg G. Pappariso. PSP array processing for multipath fading channels. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 47(N0. 4):504–507, Apr. 1999.
- [10] E. L. Pinto J. F. Galdino. A simulation study of adaptive filtering applied to MLSE-PSP receivers. *IEEE MILCOM*, 1998.
- [11] E. L. Pinto J. F. Galdino. A new MLSE-PSP scheme over fast frequency-selective fading channels. *IEEE ISITA*, 1998.
- [12] C. Tzou R. Raheli, A. Polydoros. Per-survivor processing: A general approach MLSE in uncertain environments. *IEEE Transactions on Communications*, Vol. 43(N0. 2/3/4):354–364, Feb. 1995.
- [13] A. G. Melo and E. L. Pinto. Performance evaluation of bayesian blind equalizers over WSS-US channels. pages 694–699. XVII SBT, 1999.