

# DESEMPENHO DOS EQUALIZADORES PSP-LMS E EKF-CRTRL EM CANAIS COM DESVANECIMENTO RÁPIDO E SELETIVO EM FREQUÊNCIA

Ernesto Leite Pinto\*, Juraci Ferreira Galdino\*\* e Pedro Henrique Gouvêa Coelho\*\*\*

\*Instituto Militar de Engenharia –RJ, e-mail: ernesto@aquarius.ime.eb.br

\*\* Universidade Federal da Paraíba – Campina Grande, e-mail: jfgaldino@uol.com.br

\*\*\* Universidade do Estado do Rio de Janeiro, phcoelho@uerj.br

## RESUMO

Este artigo compara duas estruturas de equalização para canais com desvanecimento rápido e seletivo em frequência (DRSF), utilizando o modelo WSS-US (Wide Sense Stationary – Uncorrelated Scattering). Os dois equalizadores em questão são o PSP-LMS (*Per Survivor Processing – Least Mean Squares*), que utiliza o critério de máxima verossimilhança em estimação de seqüências de símbolos e o princípio do processamento por percurso sobrevivente, e o EKF-RTRL (*Extended Kalman Filter – Real Time Recurrent Learning*), que é um equalizador neural com estimação símbolo a símbolo. A avaliação de desempenho aqui desenvolvida contempla diversas situações no que diz respeito à velocidade de variação do canal. O desempenho é avaliado através da taxa de erro de símbolos (SER, de “symbol error rate”). Também é feita uma comparação de complexidade computacional entre os dois esquemas. Os resultados obtidos mostram que os equalizadores em estudo possuem características bastante diferenciadas de complexidade e de desempenho, particularmente para canal com desvanecimento muito rápido.

## 1. INTRODUÇÃO

A investigação de equalizadores com rápida convergência e elevada capacidade de acompanhamento da resposta ao impulso do canal tem sido considerada nos últimos anos por pesquisadores de diversos países, visando a sua utilização em sistemas de comunicações digitais nos quais o efeito de desvanecimento rápido e seletivo em frequência é uma importante causa de degradação de desempenho [1,2]. Este é o caso de sistemas de telefonia móvel digital com tecnologia de acesso TDMA. Trata-se de um tema de pesquisa atual e muitas questões a ele relacionadas encontram-se em aberto [2]. Também é o caso da chamada terceira geração de modems de portadora única para comunicações digitais na faixa de HF [3].

Neste contexto o presente trabalho se insere, procurando confrontar as características de desempenho e complexidade computacional de duas estratégias. A primeira delas faz parte da classe de receptores . MLSE/PSP (de “maximum likelihood sequence estimation – per survivor processing”), que tem sido investigada recentemente para este tipo cenário de aplicação [1 a 5]. Especificamente, considera-se aqui o equalizador desta classe denominado PSP/LMS, que utiliza o Algoritmo M para seleção de seqüências e um conjunto de filtros LMS associados às seqüências sobreviventes, para efeito de estimação do canal.

O segundo esquema, denominado EKF-CRTRL [3], usa uma estrutura rede neural completamente recorrente com diversos neurônios de entrada e um neurônio de processamento, valendo-se de uma estratégia de filtragem de Kalman estendida para treinamento da rede.

O desempenho e a complexidade computacional destes equalizadores são confrontados no presente trabalho, utilizando-se a simulação computacional de Monte Carlo como ferramenta de avaliação de desempenho. Considera-se um modelo de canal com DRSF do tipo WSS-US, com perfil de intensidade de múltiplos percursos discreto, composto de três “raios” e espalhamento Doppler modelado pelo espectro de Jakes, sendo avaliadas diferentes situações de velocidade de variação da resposta ao impulso do canal.

Este artigo está organizado da seguinte maneira. Na seção 2 apresenta-se a modelagem do sistema de transmissão. A seção 3 descreve os equalizadores EKF-RTRL e o PSP-LMS. A seção 4 apresenta os resultados de avaliação de desempenho e complexidade computacional. Finalmente a seção 5 encerra o trabalho com conclusões.

## 2. MODELO DO SISTEMA DE TRANSMISSÃO

O modelo equivalente em banda básica do sistema de transmissão aqui adotado é mostrado na Figura 1, onde a seqüência  $\{I_n\}$  representa a informação transmitida,  $\eta(t)$  representa o ruído, modelado por um processo Gaussiano complexo branco de média nula,  $z(t)$  é o sinal em banda básica na entrada do receptor,  $\{r_n\}$  é a seqüência amostrada na taxa de símbolos  $(1/T)$  e, finalmente,  $\{\hat{I}_n\}$  representa a estimativa de  $\{I_n\}$ .

Considera-se um modulador QPSK, sendo os filtros do transmissor e do receptor casados, com resposta impulsional conjunta do tipo coseno levantado. Supõe-se a existência de sincronismo perfeito entre o receptor e transmissor, de modo que a interferência entre símbolos deve-se unicamente à ação dispersiva do canal. A variância do ruído é ajustada de acordo com a razão sinal ruído, que é expressa pela razão entre a energia recebida por bit ( $E_b$ ) e a densidade espectral de potência do ruído ( $N_0$ ),  $E_b/N_0$ .

Admite-se que os símbolos são transmitidos em blocos de comprimento  $N_B$ , precedidos de intervalos de treinamento com duração de  $N_T$  intervalos de símbolo.

O canal é modelado como WSS-US com perfil de intensidade de

múltiplos percursos discreto, caracterizado por  $L+1$  retardos espaçados de um intervalo de símbolo, sendo  $L$  o comprimento da memória do canal. O sinal recebido sem ruído é dado por

$$y(t) = \sum_{i=0}^L h_i(t) x(t-iT) \quad (1)$$

onde os ganhos  $\{h_1(t), \dots, h_L(t)\}$  são denominados “raios” do canal, sendo modelados como processos complexos Gaussianos estatisticamente independentes, de média nula, tendo variâncias que somam 1 e formatação espectral dada pelo modelo de Jakes.

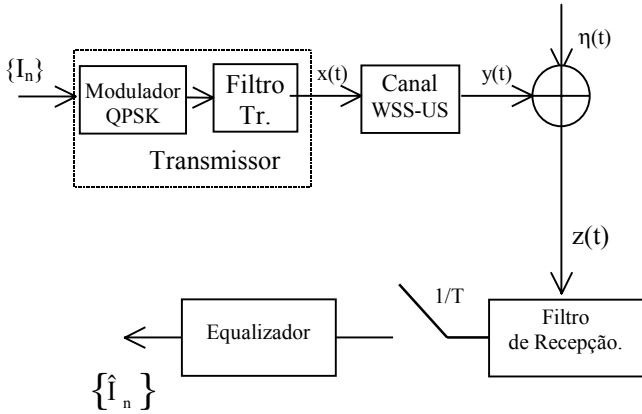


Fig. 1 – Modelo do Sistema de Transmissão.

O espectro de cada ganho  $h_i(t)$  é por

$$S_i(f) = \begin{cases} \frac{\sigma_i^2}{\sqrt{1-(f/f_D)^2}} & , |f| < f_D \\ 0 & , |f| > f_D \end{cases} \quad (2)$$

onde  $\sigma_i^2$  é sua a variância e  $f_D$  é o deslocamento Doppler máximo, dado por:

$$f_D = \left(\frac{v}{c}\right) f_c \quad (3)$$

sendo  $v$  a velocidade do veículo,  $c$  a velocidade da luz no vácuo e  $f_c$  a frequência da portadora.

### 3. DESCRIÇÃO DOS EQUALIZADORES INVESTIGADOS

#### • Equalizador EKF-CRTRL

O Equalizador EKF-CRTRL utiliza a estrutura de uma rede neural completamente recorrente com apenas um neurônio de processamento e com diversos neurônios de entrada. Como se mostra na seção 4 este esquema tem complexidade computacional bastante reduzida. A Figura 2 ilustra o

equalizador. Nessa figura não incluiu-se o mapeamento da saída para os símbolos digitais, que no presente trabalho pertencem a uma constelação QPSK.

As equações caracterizando a dinâmica do sistema podem ser escritas como:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(n+1) &= \varphi^c(\mathbf{w}_{11} \mathbf{x}(n) + \mathbf{W}_b \mathbf{u}(n)) \\ &= \varphi(\text{real}(\mathbf{w}_{11} \mathbf{x}(n) + \mathbf{W}_b \mathbf{u}(n))) + i \varphi(\text{imag}(\mathbf{w}_{11} \mathbf{x}(n) + \mathbf{W}_b \mathbf{u}(n))) \\ &= \mathbf{x}^r(n+1) + i \mathbf{x}^i(n+1), \end{aligned} \quad (4)$$

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{x}(n) \quad (5)$$

onde  $\mathbf{W}_b$  é uma matriz linha  $1 \times N$  (número de entradas),  $\mathbf{u}(n) = [r(n) \ r(n-1) \ \dots \ r(n-N+1)]^T$  com  $r(\cdot)$  a saída ruidosa do canal móvel. Neste artigo considerou-se  $N = 10$ .

Para um treinamento mais rápido do equalizador neural, se utiliza a filtragem de Kalman estendida, formulando-se o treinamento como um problema de filtragem ótima. Este algoritmo de treinamento é descrito por Haykin [6] para sinais reais e foi estendido em [7,8] para sinais complexos.

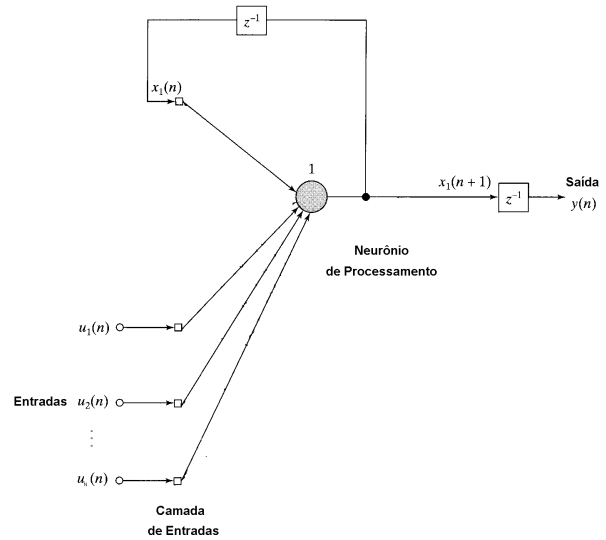


Fig. 2. Estrutura do Equalizador Neural EKF-CRTRL

#### • Equalizador PSP-LMS

Os equalizadores MLSE/PSP formam de fato uma grande classe de receptores adaptativos, com características potencialmente úteis para aplicação em canais desconhecidos [1,2] e, em particular, para canais com DRSF [3 a 5]. Um equalizador deste tipo fica essencialmente definido pela quantidade de seqüências sobreviventes que mantém ao longo do processamento do sinal recebido, aqui denotada por  $S$ , pelo esquema de filtragem adaptativa e que emprega e pelo algoritmo utilizado para seleção

das seqüências sobreviventes.

Uma investigação detalhada de esquemas de filtragem e de algoritmos de busca para utilização destes equalizadores em canais DSRF foi desenvolvida em [3], onde ficaram evidenciadas as vantagens de se utilizar o algoritmo M para escolha das seqüências sobreviventes e a filtragem de Kalman (com modelo auto-regressivo de segunda ordem nas equações de estado) [2, 3]. Este esquema de filtragem mostrou-se particularmente necessário para se obter desempenho elevado em condições de variação muito rápida do canal.

Procurando limitar a complexidade computacional do equalizador a ser empregado no presente trabalho optou-se por utilizar um esquema MLSE/PSP com filtragem LMS, apesar de suas limitações de desempenho diante de desvanecimento muito rápido, já registradas em [3 e 4]. Este esquema é aqui denominado PSP/LMS e está descrito de forma simplificada na Figura 3, sendo composto por um conjunto de ( $S$ ) filtros LMS associado ao algoritmo M.

Os filtros LMS interagem com o algoritmo M fornecendo estimativas de canal calculadas com o emprego das  $S$  seqüências sobreviventes atuais, que serão utilizadas no processo de extensão e seleção de novos sobreviventes.

Em termos mais específicos, a cada etapa do processamento o algoritmo M toma as  $S$  seqüências sobreviventes atuais com as respectivas métricas acumuladas, estende essas seqüências em um símbolo, obtendo  $4.S$  seqüências estendidas, e calcula as métricas acumuladas associadas a cada uma delas, usando para isso as estimativas de canal geradas pelos filtros LMS. Finalizando essa etapa, o algoritmo M escolhe as  $S$  seqüências estendidas de menor métrica acumulada como novas seqüências sobreviventes, e descarta as demais.

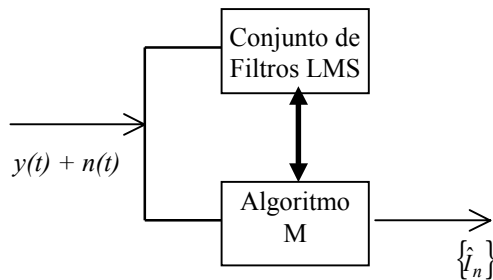


Fig. 2. Estrutura do Equalizador PSP-LMS

Todo esse processo interativo entre o banco de filtros LMS e o algoritmo M se repete até o processamento de toda uma seqüência de amostras do sinal recebido, quando a seqüência sobrevivente de menor métrica acumulada é escolhida como sendo a seqüência de símbolos recebida. É comum se implementar este equalizador com decisão seqüencial como um equalizador com decisão símbolo a símbolo se introduzindo um retardo escolhido adequadamente. Este tipo de implementação é adotado neste trabalho.

#### 4. RESULTADOS

Admitiu-se que os símbolos são transmitidos numa taxa de 24,3 Kbaud, em blocos de comprimento  $N_B=106$ , precedidos de  $N_T=40$  símbolos para treinamento. Admitiu-se ainda que ambos os receptores operam com um retardo de decisão de 6 intervalos de símbolo. Apenas 100 símbolos de cada bloco foram utilizados para efeito de estimação da taxa de erros.

Considerou-se um canal com 3 raios ( $L=2$ ), sendo as variâncias do primeiro, segundo e terceiro raios respectivamente iguais a 0,5, 0,3 e 0,2. Com o intuito de investigar a sensibilidade dos equalizadores à velocidade de variação do canal, considerou-se três valores de  $f_D$  (0, 10 e 50 Hz). O modelo de canal foi simulado através da técnica de Monte Carlo descrita em [9].

A taxa de erros de símbolo (SER) foi estimados a partir de 2500 realizações independentes de todos os processos envolvidos no modelo de transmissão (símbolos, canal e ruído). Em particular, cabe notar que, como 100 símbolos decididos são computados cada realização, a estimação da SER se baseou num total de 250000 decisões.

No que diz respeito ao equalizador PSP-LMS, considerou-se duas estruturas que se diferenciam pelo número de seqüências sobreviventes mantidas, tendo sido utilizados os valores de  $S = 4$  e 16. Como se mostra na seção 4 o valor de  $S$  tem influência muito grande na complexidade do esquema PSP-LMS.

As Figuras 3, 4 e 5 mostram os resultados obtidos com  $f_D = 0, 10$  e 50 Hz, respectivamente.

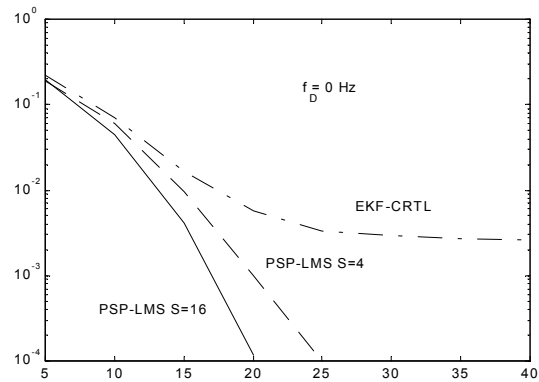
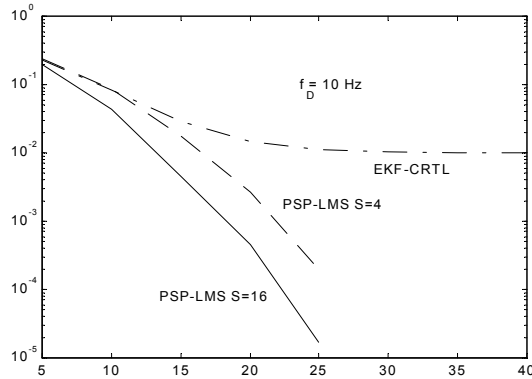
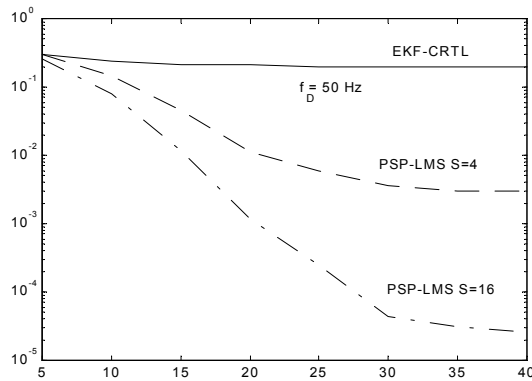


Fig. 3. Taxa de Erros de Símbolos para os Equalizadores com  $f_D = 0$  Hz.



**Fig. 4.** Taxa de Erros de Símbolos para os Equalizadores com  $f_D = 10$  Hz.



**Fig. 5.** Taxa de Erros de Símbolos para os Equalizadores com  $f_D = 50$  Hz.

Em todos os casos se observa-se uma ampla superioridade de desempenho do equalizador PSP-LMS com relação ao EKF-CRTRL, mesmo quando se manteve apenas quatro seqüências sobreviventes ao longo do processamento.

Em particular, nota-se que o EKF-CRTRL mostra taxa de erro bem mais elevada e o efeito de “piso” na curva de desempenho, mesmo com  $f_D = 0$ . Isto indica que este equalizador tem dificuldade em combater a interferência entre símbolos, mesmo com desvanecimento lento.

De forma bem distinta, o PSP-LMS só exhibe o efeito de piso na taxa de erros quando se tem desvanecimento mais rápido ( $f_D = 50$  Hz). Neste caso o equalizador EKF-CRTRL apresenta desempenho completamente degradado, independentemente da razão sinal ruído de entrada.

### • Complexidade Computacional

A complexidade computacional em termos de tempo de treinamento para o equalizador EKF-CRTRL é de aproximadamente da ordem de  $O(W)$  por intervalo de sinalização onde  $W$  é o número total de pesos da rede [7].

Para o equalizador PSP-LMS, a complexidade total por intervalo de símbolo é da ordem  $O(S \log S) + O(SL)$  [11].

Observe-se que a complexidade do equalizador PSP-LMS aumenta sobremaneira com o número de sobreviventes  $S$ .

Pode-se observar que a razão das ordens das complexidades do PSP-LMS ( $S=4$ ) e do PSP-LMS ( $S=16$ ) para o EKF-CRTRL são respectivamente 1,4 e 5,3 confirmando-se o que já se falou sobre as complexidades dos equalizadores PSP-LMS e EKF-CRTRL.

Apesar das limitações de desempenho mostradas diante de desvanecimento rápido, a reduzida complexidade computacional do EKF-CRTRL motiva a introdução de modificações para reduzir os efeitos dessa degradação. A inclusão de algum mecanismo que possa dar uma indicação da variação do canal parece ser uma alternativa válida nesse sentido. A razão para essa suspeita é a possibilidade de que a equalização direta, sem a estimativa do canal, realizada pelo equalizador EKF-CRTRL, de alguma maneira credite a variação temporal presente no sinal recebido, que é devido ao canal, a uma variação no símbolo transmitido.

## 5. CONCLUSÕES

Fez-se uma comparação de complexidade computacional e de desempenho diante de desvanecimento rápido e seletivo em frequência entre equalizadores adaptativos, considerando-se dois esquemas baseados em princípios bastante diferentes: o critério de decisão de máxima verossimilhança para recepção de seqüências de símbolos empregando o princípio do processamento por percurso sobrevivente (equalizador PSP/LMS) e critério de decisão de símbolos isolados, modelando-se o decisor como uma rede neural recorrente com vários neurônios de entrada e um de processamento (equalizador EKF-CRTRL).

A avaliação de desempenho se baseou na simulação computacional de Monte Carlo, considerando-se a transmissão de sinais QPSK através de um canal com desvanecimento rápido e seletivo em frequência, modelado como WSS-US. Diversas condições de variabilidade do canal foram simuladas.

Os resultados obtidos indicam que as duas estratégias de equalização têm características bem diferentes de complexidade e desempenho, particularmente quando a RIC varia rapidamente. Em particular, o esquema EKF-CRTRL apresenta desempenho muito degradado diante de canais com variações mais rápidas. No entanto, a sua reduzida complexidade indica a validade de se investir em possíveis modificações para contornar as limitações de seu desempenho em canais mais rápidos, o que será considerado em trabalhos posteriores.

## 6. REFERÊNCIAS

[1] Chugg, K. M.; Polydoros, A., “MLSE for Unknown

- Channel - Part I: Optimality Considerations”, *IEEE Trans. Commun.*, 1996, Jul., Vol. 44, No. 7, 836-846.
- [2] Chugg, K. M.; Polydoros, A., “MLSE for Unknown Channel - Part II: Tracking Performance”, *IEEE Trans. Commun.*, 1996, Aug., Vol. 44, No. 8, pp. 949-958.
- [3] Galdino, J. F. “Recepção de Seqüências de Símbolos em Canais Variantes com o Tempo”, *Tese de Mestrado*, Dez., 1997, IME.
- [4] Galdino, J. F. e Pinto, E. L. “A Simulation Study of Adaptive Filtering Applied to MLSE-PSP Receivers”, *IEEE Military Communications Conference - Unclassified Program*, Bedford, MA, EEUU, 18 a 21 de outubro de 1998.
- [5] Galdino, J. F. e Pinto, E. L. “A New MLSE-PSP Scheme Over Fast Frequency-Selective Fading Channels”, *International Symposium on Information Theory and Its Applications*, Cidade do México, México, 14-16 de outubro de 1998.
- [6] Haykin S. *Neural Networks: A Comprehensive Foundation*. 2<sup>nd</sup> Edition, Prentice-Hall, Upper Saddle River, New Jersey, 1999.
- [7] Coelho P. H. G. *Equalização Adaptativa de Canais Utilizando Redes Neurais Recorrentes*. Publicação Interna UERJ, abril 2001.
- [8] Coelho, P. H. G. “A Complex EKF-RTRL Neural Network”. Artigo aceito, a ser publicado em *Proceedings of the IJCNN' 2001*, Washington D.C., USA, 2001.
- [9] Muller, A., “Simulation of Multipath Fading Channels Using Monte Carlo Method”, *IEEE 44th Vehic. Tech. Conf. Proc.*,
- [11] Terada, Ruto “Desenvolvimento de Algoritmos e Estruturas de Dados, Makron Books , São Paulo, 1991.