

Um Novo Procedimento para Detecção de Erros de Equalização em Canais Variantes no Tempo

Juraci F. Galdino, Ernesto L. Pinto e Marcelo S. Alencar

Resumo—Neste trabalho é proposto um procedimento para detectar a presença de erros de equalização em receptores digitais para aplicações que envolvem canais caracterizados pelo efeito de desvanecimento variante no tempo e seletivo em frequência (DVFSF). O procedimento proposto pode, em princípio, ser empregado em conjunto com qualquer esquema de modulação e de equalização adaptativa. Ele opera diretamente sobre a seqüência de símbolos detectada e se baseia na técnica aqui proposta de diversidade em filtragem. São apresentados diversos resultados de simulação computacional que indicam que o procedimento proposto possui características de desempenho bastante satisfatórias, com potencial para ser explorado de diversas formas, no sentido de obter algoritmos de equalização mais robustos e eficientes.

Palavras-Chave—Erros de equalização, Filtragem adaptativa, Comunicações móveis

Abstract—This paper presents a procedure to detect the presence of equalization errors at the output of digital receivers, for application in time-varying frequency-selective fading channels. The proposed method is based on a new technique of filtering diversity herein discussed. It operates directly on the detected symbol sequence and may be applied in conjunction with any modulation or adaptive equalization scheme. Several computer simulation results are presented which indicate that the proposed technique for the detection of equalization errors presents good performance characteristics and can be further exploited in order to obtain more efficient and robust receivers for the type of channel focused in this work.

Keywords—Equalization errors, Adaptive filtering, Mobile communications

I. INTRODUÇÃO

Nos receptores digitais que empregam técnicas de equalização e operam em canais variantes no tempo é comum ocorrer muitos erros dentro de um curto intervalo de tempo. Nesses casos, dependendo do esquema de equalização envolvido, é preciso lançar mão de uma ajuda externa para que o enlace físico dos sistemas de comunicações opere em níveis aceitáveis. A concentração de erros no processo de detecção é usualmente denominada surto [1].

Alguns dos fatores que podem contribuir para causar o surgimento de surtos são a perda de acompanhamento da *resposta ao impulso* (RI) do canal, o nível elevado de ruído, a propagação de erros nos equalizadores que utilizam estruturas

com realimentação de decisão, a obtenção de soluções sub-ótimas em esquemas que adotam funções custo multimodais e a restrição do espaço de busca para determinação dos símbolos transmitidos e/ou de parâmetros do equalizador.

Os fatores supracitados podem surgir isolada ou conjuntamente, quer seja no contexto dos sistemas de comunicações que empregam seqüências de treinamento ou no daqueles que adotam abordagem cega. É evidente que nas aplicações que envolvem o uso de seqüência de treinamento, obtém-se, geralmente, boa estimativa dos parâmetros do receptor antes de se iniciar a fase de detecção da informação transmitida, o que contribui para diminuir a ocorrência de surtos. No entanto, é comum utilizar os símbolos detectados no equalizador, quer seja para realizar acompanhamento de parâmetros variantes no tempo, quer seja para ajudar no combate à *interferência entre símbolos* (IES). Em ambos os casos, símbolos erroneamente detectados podem vir a comprometer detecções subseqüentes e criar o efeito de surto. Sendo assim, procedimentos que identifiquem a sua ocorrência podem permitir uma melhoria substancial de desempenho.

No que se refere especificamente aos receptores cegos, detectar a ocorrência de erros de equalização é uma tarefa ao mesmo tempo importante e complexa, o que se deve a pelo menos duas razões. Em primeiro lugar, os surtos ocorrem com maior frequência [2]. Em segundo lugar, como o transmissor não auxilia o receptor, é muito difícil inferir sobre a qualidade dos símbolos que estão sendo detectados. Nesses esquemas de recepção, dentre os fatores capazes de gerar surtos, são especialmente importantes aqueles relacionados com problemas de convergência. Muitos desses esquemas realizam busca de pontos ótimos em superfícies multimodais havendo, portanto, problemas típicos de convergência para pontos de mínimos locais, o que é muitas vezes resultado do fato de não se poder admitir uma boa escolha inicial para os parâmetros do equalizador. Além disso, no afã de reduzir a complexidade do receptor, às vezes se restringe o espaço de busca dos parâmetros a serem estimados, o que pode também determinar a convergência para pontos de mínimos locais.

O tema de detecção de erros de equalização foi abordado em [3] considerando canais invariantes no tempo durante o período de execução do teste. A técnica proposta naquele artigo explora a relação existente entre a presença de erros de equalização e as variações temporais de um sistema linear subjacente, com entrada e saída dadas respectivamente pela seqüência de símbolos detectada e pelas observações na entrada do receptor.

Essa técnica, conforme resultados numéricos apresentados na referência supracitada, possui capacidade de detecção elevada, induz retardo de poucos símbolos e pode ser utilizada em

Juraci F. Galdino e Ernesto L. Pinto, Departamento de Engenharia Elétrica, Instituto Militar de Engenharia, Praça General Tibúrcio, 80, 22290-270, Rio de Janeiro, RJ, Brasil, E-mails galdino@epq.ime.eb.br e ernesto@aquarius.ime.eb.br. Marcelo S. de Alencar, Laboratório de Comunicações, Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Campina Grande, Av. Aprígio Veloso, 882, 58109-970, Campina Grande, PB, Brasil malencar@ufcg.dee.ufpb.br. Este trabalho foi realizado com o apoio do Conselho Nacional de Desenvolvimento e Tecnológico (CNPQ).

qualquer esquema de equalização. No entanto, ela apresenta alguns inconvenientes, sendo os principais a complexidade computacional elevada e o uso explícito da suposição de canal invariante no tempo, o que restringe o escopo de aplicação dessa técnica.

Neste trabalho, é proposta uma nova técnica, que possui complexidade computacional baixa, visando a detecção de erros de equalização para canais variantes no tempo. A capacidade dessa técnica para operar nesses canais é herdada ou advém do uso de filtros adaptativos.

O procedimento proposto opera diretamente sobre a seqüência detectada pelo receptor (seqüência de referência) e se baseia na técnica, aqui proposta, de *diversidade em filtragem* (DF), que, por sua vez, se baseia no uso de dois *algoritmos de filtragem adaptativa* (AFA) despolarizados com características distintas de robustez a erros relativo à seqüência de referência.

O restante do artigo é organizado da seguinte maneira. Na Seção II, a concepção do procedimento proposto é discutida de forma genérica. No final desta seção este procedimento é apresentado em termos mais concretos, através da definição de um teste de hipóteses acerca da ocorrência de erros de recepção. Na Seção III, admitindo um conjunto de suposições adequadas, obtém-se a função densidade de probabilidade da variável de teste. Na Seção IV são apresentados resultados numéricos referentes ao desempenho da técnica proposta, os quais foram obtidos por simulação computacional. Finalmente, na última seção, são incluídas as conclusões dessa investigação.

II. CONCEPÇÃO BÁSICA

Diversos algoritmos de filtragem adaptativa, com variados graus de desempenho e complexidade têm sido propostos ao longo dos anos. Velocidade de convergência, capacidade de rastreamento dos parâmetros estimados, complexidade computacional, susceptibilidade a erros nos modelos ou nos sinais de referência e robustez frente ao ruído são alguns dos indicadores importantes para quantificar ou qualificar o funcionamento desses algoritmos.

Dois importantes AFA para emprego na estimação de canais variantes no tempo são o LMS (do termo em inglês, *Least Mean Square*) e o filtro de Kalman (FK) [4, 5]. O último algoritmo possui características de desempenho excelentes quando são empregados modelos estatísticos bem ajustados aos parâmetros que devem ser estimados. Nesses casos, é comum observar boas velocidade de convergência e capacidade de acompanhamento da evolução temporal dos parâmetros envolvidos. No entanto o FK geralmente possui complexidade computacional elevada e, em alguns casos, apresenta problemas de instabilidade numérica. O algoritmo de filtragem adaptativa LMS, por seu turno, possui complexidade computacional baixa, mas, dentre outros inconvenientes, apresenta problemas de rastreamento quando utilizado para estimar parâmetros que variam rapidamente no tempo, além de também apresentar alta sensibilidade a erros no sinal de referência.

Admitindo que os símbolos que trafegam na camada física de um sistema de comunicação móvel são *independentes e identicamente distribuídos* (IID), que a taxa de amostragem do receptor é igual à taxa de símbolos e que são usadas

seqüências de treinamento para estimação da RI do canal, é razoável esperar que em regime permanente as estimativas dos parâmetros obtidas pelos algoritmos LMS e FK sejam bem parecidas. Nessas condições, tais algoritmos apresentam boa velocidade de convergência¹ e produzem estimativas despolarizadas. Por outro lado, quando a seqüência de referência utilizada por esses algoritmos para produzir suas estimativas contém erros, os comportamentos observados podem ser bem distintos. Em particular, o LMS é bastante sensível a esses erros, ao contrário do algoritmo FK².

Em suma, quando os algoritmos usam sinais de referências corretos, há uma expectativa de comportamentos similares. Por outro lado, quando a seqüência de referência contém erros há expectativa de comportamentos diferenciados. Dai a motivação para denominar o uso de filtros adaptativos em paralelo com tais propriedades de *diversidade em filtragem*, uma vez que a partir de uma única seqüência de referência são geradas instantaneamente duas observações (estimativas da resposta ao impulso do canal) que conjuntamente contém alguma informação a respeito dos erros de equalização, o que não se verifica quando se dispõe de apenas um filtro adaptativo.

À luz da discussão apresentada nos parágrafos anteriores propõe-se o esquema para detecção de erros na saída de receptores adaptativos ilustrado no diagrama de blocos da Figura 1, no qual o receptor adaptativo é genérico e o canal de comunicação possui resposta ao impulso caracterizada pelo efeito de DVSF.

Conforme ilustrado na Figura 1, o procedimento proposto consiste basicamente em realizar um teste de hipóteses observando as saídas dos dois estimadores da RI do canal. Esses estimadores usam como seqüência de referência a seqüência de símbolos detectada pelo receptor adaptativo, e como observação o sinal em tempo discreto presente na entrada do receptor.

Como base nos argumentos acima apresentados, uma opção interessante para se obter o efeito de diversidade em filtragem é utilizar nos estimadores o algoritmo LMS e o FK com modelo estatístico bem ajustado ao do canal.

Pelas características de desempenho desses algoritmos e considerando que o receptor adaptativo recebe símbolos desconhecidos, é razoável afirmar que se as estimativas se aproximam, provavelmente este receptor está operando adequadamente. Por outro lado, se essas estimativas são bem distintas, pode estar ocorrendo erros em surto, talvez em decorrência de algum dos motivos ventilados no início desta seção. Note-se que a detecção desta última situação é de grande interesse para desencadear alguma contra medida, conforme os requisitos de desempenho do sistema de comunicação.

Para realizar a detecção de erros propõe-se aqui um teste de hipóteses baseado no quadrado do módulo da diferença entre

¹Malgrado a maior velocidade de convergência do filtro de Kalman, é nessa situação que o LMS atinge os melhores resultados no que concerne à taxa de aprendizagem e ao valor de erro quadrático médio (EQM) em regime permanente [5, 4].

²A robustez deste algoritmo a erros na seqüência de referência, decorre do emprego de um modelo que caracteriza estatisticamente a evolução temporal dos parâmetros a serem estimados.

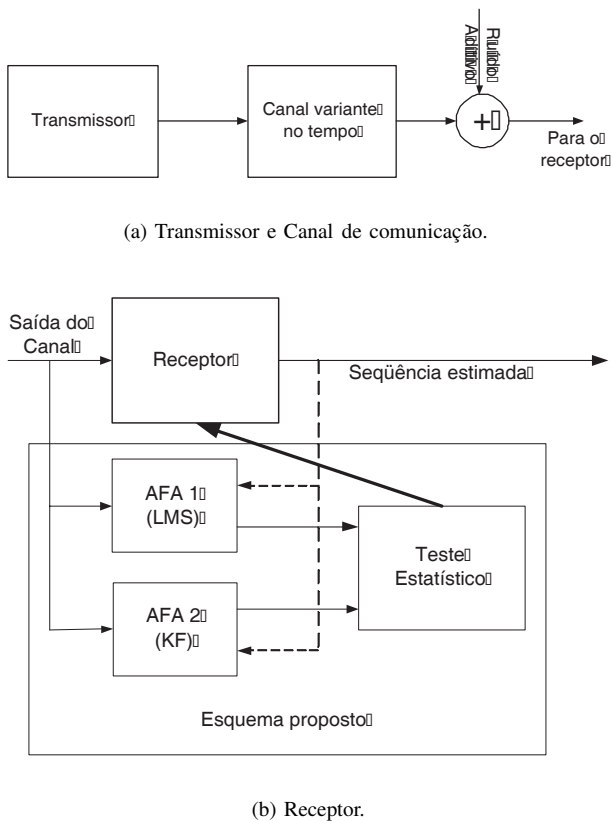


Fig. 1. Diagrama de blocos simplificado de um sistema de comunicações que emprega o esquema proposto para detectar erros de equalização.

as estimativas da RI do canal obtidas pelos dois estimadores, o qual será denotado por x_k , sendo dado por

$$x_k = \|\hat{\mathbf{h}}_1(k) - \hat{\mathbf{h}}_2(k)\|^2 = \sum_{i=0}^{L-1} \left| \hat{h}_i^1(k) - \hat{h}_i^2(k) \right|^2, \quad (1)$$

em que $\hat{\mathbf{h}}_1(k) = (h_0^1(k), \dots, h_{L-1}^1(k))'$ e $\hat{\mathbf{h}}_2(k) = (h_0^2(k), \dots, h_{L-1}^2(k))'$ são as estimativas obtidas no k -ésimo intervalo de símbolo pelos AFA 1 e 2, respectivamente, e L é o número de coeficientes da RI do canal.

III. O TESTE ESTATÍSTICO

Com base em certas hipóteses simplificadoras que serão explicitadas oportunamente, é obtida uma aproximação útil para a função densidade de probabilidade condicional da variável de teste x_k definida na seção anterior, dado que a seqüência de referência não contém erros.

As estimativas fornecidas pelos estimadores podem ser escritas como

$$\hat{\mathbf{h}}_1(k) = \mathbf{h}(k) + \mathbf{e}_1(k) \quad \text{e} \quad \hat{\mathbf{h}}_2(k) = \mathbf{h}(k) + \mathbf{e}_2(k), \quad (2)$$

sendo $\mathbf{e}_1(k) = (e_1(k, 0) \cdots e_1(k, L-1))$ e $\mathbf{e}_2(k) = (e_2(k, 0) \cdots e_2(k, L-1))$ vetores aleatórios de L componentes que modelam os erros produzidos pelos respectivos estimadores.

Considerando o uso de estimadores despolarizados e de ruído aditivo gaussiano com média nula, as componentes dos

vetores aleatórios $\mathbf{e}_1(k)$ e $\mathbf{e}_2(k)$ podem ser modeladas por VAs conjuntamente gaussianas com média nula. As matrizes de covariâncias desses vetores aleatórios são denotadas por Λ_1 e Λ_2 , respectivamente.

Substituindo a Equação 2 na Equação 1, tem-se

$$x_k = \|\mathbf{e}_1(k) - \mathbf{e}_2(k)\|^2 = \sum_{l=0}^{L-1} |e_1(k, l) - e_2(k, l)|^2. \quad (3)$$

Para simplificar a modelagem estatística de x_k , admite-se que as matrizes Λ_1 e Λ_2 são diagonais e que os vetores aleatórios $\mathbf{e}_1(k)$ e $\mathbf{e}_2(k)$ são estatisticamente independentes. Neste caso, considerando um determinado instante de tempo, K , a estatística de teste, $X = x_K$ fica dada por

$$X = \sum_{i=0}^{L-1} \alpha_i, \quad (4)$$

em que cada uma das VAs $\{\alpha_i\}$ segue uma distribuição exponencial [6], com fdp $\{f(\alpha_i)\}$ dada por

$$f(\alpha_i) = \frac{1}{\bar{\alpha}_i} \exp\left(\frac{-\alpha_i}{\bar{\alpha}_i}\right) \quad \text{para } \alpha_i \geq 0 \text{ e } i \in [0, L-1], \quad (5)$$

sendo $\bar{\alpha}_i$ a média estatística da VA α_i , que é dada pela somas das variâncias dos erros de estimação do i -ésimo coeficiente do canal produzidos pelos dois estimadores, ou seja

$$\bar{\alpha}_i = \Lambda_1(i, i) + \Lambda_2(i, i) \quad \text{para } i \in [0, L-1]. \quad (6)$$

A função característica da VA α_i é

$$\Psi(w) = \frac{1}{1 - jw\bar{\alpha}_i}. \quad (7)$$

Considerando que as VAs $\{\alpha_i\}$ são estatisticamente independentes, a função característica de X fica dada por

$$\Psi(w) = \prod_{i=0}^{L-1} \frac{1}{1 - jw\bar{\alpha}_i}. \quad (8)$$

A partir da função característica apresentada acima, obtém-se a seguinte expressão para a fdp condicional da variável de teste X , dada a ausência de erros

$$f(X) = \sum_{i=0}^{L-1} \frac{\Pi_i}{\bar{\alpha}_i} \exp\left(-\frac{X}{\bar{\alpha}_i}\right) \quad \text{para } X \geq 0, \quad (9)$$

com

$$\Pi_k = \prod_{i=0, i \neq k}^{L-1} \frac{\bar{\alpha}_k}{\bar{\alpha}_k - \bar{\alpha}_i}. \quad (10)$$

para $\bar{\alpha}_k$ distintos.³

Para adotar o critério de minimizar a probabilidade de errar na detecção, seria necessário estabelecer a fdp da variável de teste condicionada à ocorrência de erros de equalização, o que parece inviável.

Diante disso, optou-se por usar o critério de Neyman-Pearson [7], o qual permite otimizar a escolha do limiar usando apenas a fdp condicional apresentada na Equação 9.

³Para obter este resultado foi admitido que as VA $\bar{\alpha}_i$ têm médias distintas. O resultado obtido considerando médias iguais também é abordado na referência [6].

Seja P_{FA} a probabilidade de que a VA X supere o limiar de decisão quando a seqüência de referência não contém erros. Nessa situação, o teste de hipóteses tomará uma decisão equivocada. O subscrito "FA" de P_{FA} faz alusão à expressão "Falso Alarme" comum na área de Radar e que é empregada para denotar a efeito de se decidir pela existência de um alvo quando de fato ele não existe [7].

Neste caso a P_{FA} é dada por

$$P_{FA} \triangleq \Pr(X \geq \lambda) = \sum_{k=0}^{L-1} \exp\left(-\frac{\lambda}{\bar{\alpha}_k}\right) \Pi_k. \quad (11)$$

A adoção do critério Neyman-Pearson e a avaliação qualitativa do efeito do limiar sobre a probabilidade de detecção permitem contornar este problema e estabelecer o limiar de detecção λ para um valor pré-estabelecido de P_{FA} .

A Equação 11 pode ser invertida numericamente para obter o valor do limiar que produz a probabilidade de falso alarme desejada. No entanto, caso a aplicação não exija soluções precisas, pode-se obter limitantes para o valor do limiar, de cálculo mais simples, usando um dos seguintes limitantes para P_{FA} :

$$L \exp\left(-\frac{\lambda}{\bar{\alpha}_{min}}\right) C \leq P_{FA} \leq L \exp\left(-\frac{\lambda}{\bar{\alpha}_{max}}\right) C \quad (12)$$

sendo $\bar{\alpha}_{max}$ e $\bar{\alpha}_{min}$ os respectivos valores máximo e mínimo de $\{\bar{\alpha}_k\}$ e a constante C dada por

$$C = \sum_{k=0}^{L-1} \Pi_k. \quad (13)$$

A partir destes limitantes conclui-se que o limiar de decisão está confinado ao intervalo

$$\bar{\alpha}_{min} \left\{ \ln \left[\frac{LC}{P_{FA}} \right] \right\} \leq \lambda \leq \bar{\alpha}_{max} \left\{ \ln \left[\frac{LC}{P_{FA}} \right] \right\}. \quad (14)$$

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

A fim de ressaltar o caráter geral do procedimento de detecção de erros de equalização proposto, os resultados de simulações computacionais aqui apresentados foram obtidos sem considerar um sistema de comunicações específico, apenas introduzindo erros na seqüência transmitida para gerar a seqüência de referência.

O canal de comunicação móvel foi simulado de acordo com o modelo WSS-US (do termo em inglês, *Wide Sense Stationary - Uncorrelated Scattering*) [8]. Adotou-se um perfil de espalhamento de atraso discreto e espalhamento Doppler dado pelo modelo de Jakes [9]. Em particular, foram considerados canais com três raios ($L = 3$), com espaçamento entre raios adjacentes igual ao intervalo de símbolos (T) e dois valores do produto $f_D T$: 0,001 e 0,01, sendo f_D o desvio Doppler máximo. Foram também produzidos outros resultados de simulações, não apresentados aqui para fins de concisão do texto, contemplando canais com uma quantidade maior de raios, nos quais o procedimento de detecção de erros apresentou resultados de desempenho semelhantes aos mostrados e discutidos a seguir.

Os algoritmos de filtragem adaptativa adotados pelo procedimento proposto para detecção de erros de equalização

são o LMS, referido como AFA1, e o filtro de Kalman, referido como AFA2. Neste último caso foi usado o modelo autoregressivo de segunda ordem para aproximar a evolução temporal da RI do canal [10].

O passo do algoritmo LMS foi estabelecido com base no critério de minimizar o *erro quadrático médio* (EQM) na condição de regime permanente, usando o resultado da análise apresentada em [10], na qual se mostra que para a modelagem aqui adotada o valor do EQM em regime permanente do algoritmo LMS, σ_1^2 , é dado por

$$\sigma_1^2 = \frac{1}{(2 - \mu L \sigma_s^2)} \left\{ \mu \sigma_v^2 L + 2 \sigma_h^2 \sum_{l=0}^{\infty} (1 - \mu \sigma_s^2)^l [J_0(2\pi f_D T l) - J_0(2\pi f_D T (l + 1))] \right\}. \quad (15)$$

sendo μ o valor do passo⁴, σ_s^2 a potência do sinal transmitido, σ_v^2 a variância do ruído aditivo e $J_0(\cdot)$ a função de Bessel de primeira classe de ordem zero.

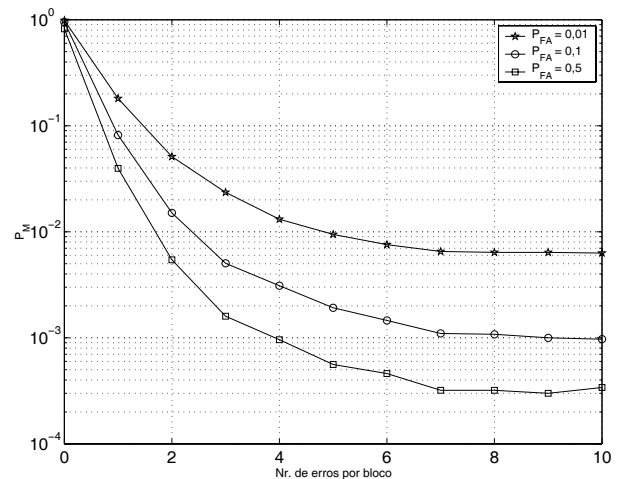


Fig. 2. Probabilidade de perda em função da quantidade de erros por bloco para alguns valores de probabilidade de falso alarme, considerando uma RSR de 40 dB.

Considerando que $\sigma_{c_i}^2$ é a potência do i -ésimo coeficiente da RI do canal, cujo valor é especificado no perfil de espalhamento de atraso do canal, é razoável admitir que $\Lambda_1(i, i) = \sigma_{c_i}^2 \sigma_1^2$. Por outro lado, $\Lambda_2(i, i)$ é a variância do erro de estimação obtida pelo filtro de Kalman, cujo valor é fornecido recursivamente por este algoritmo de filtragem.

Assim sendo, as médias $\bar{\alpha}_i$ ficam especificadas e com elas a função densidade de probabilidade da variável de teste X condicionada à ausência de erros de detecção.

Na obtenção de todos os resultados apresentados a seguir, os limiares do teste de hipóteses foram estabelecidos considerando o valor superior da faixa apresentada na Equação 14, de modo que a probabilidade de falso alarme fosse atendida com folga.

⁴Uma boa aproximação do valor do passo que minimiza o EQM dado na Equação 15 pode ser obtido analiticamente aproximando o processo de Jakes por um processo autoregressivo de segunda ordem e resolvendo uma equação de segundo grau, cujos coeficientes ficam especificados pelos parâmetros desta equação. Detalhes desse procedimento são fornecidos em [10].

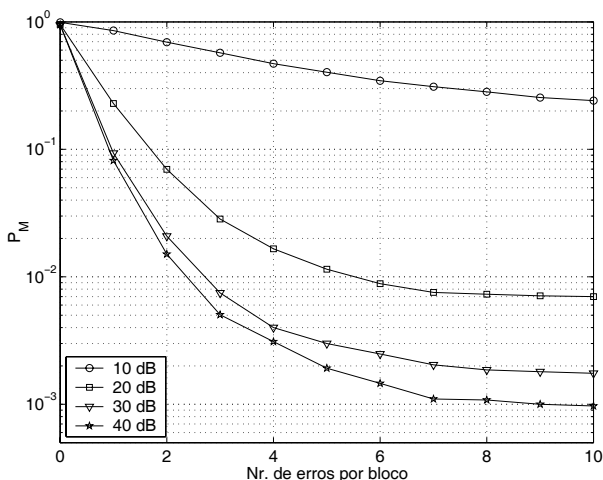


Fig. 3. Probabilidade de perda em função da quantidade de erros por bloco para alguns valores de RSR, considerando uma P_{FA} de 0,1.

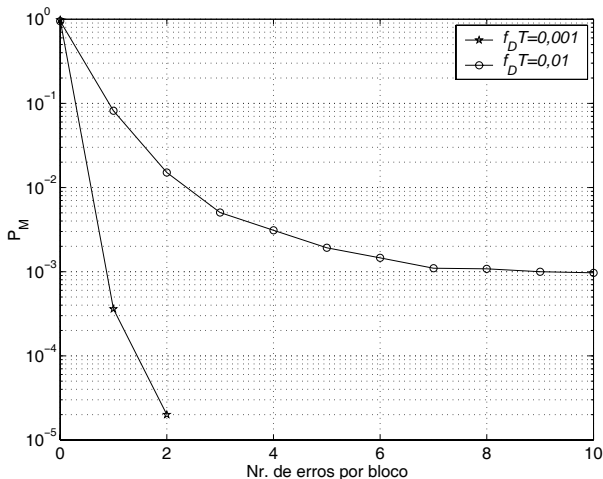


Fig. 4. Probabilidade de perda em função da quantidade de erros por bloco para dois valores do produto $f_D T$, considerando RSR=40 dB e $P_{FA} = 0,1$.

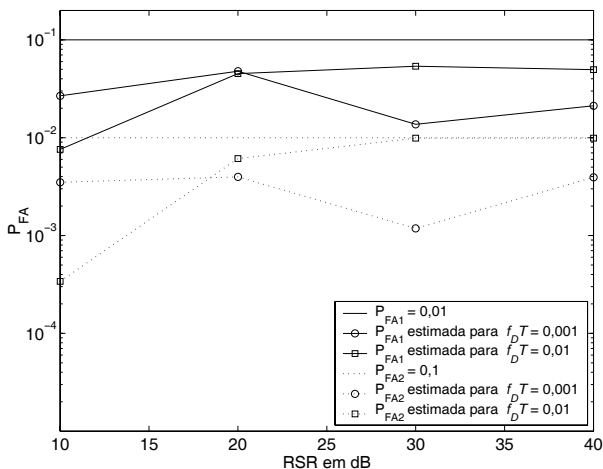


Fig. 5. Estimativas da probabilidade de falso alarme em função da RSR para dois valores de P_{FA} e dois valores de $f_D T$.

Os resultados foram obtidos sob condições de variação da RSR e da quantidade de erros dentro de um bloco de tamanho pré-fixado, considerando três valores de probabilidade de falso alarme (0,5, 0,1 e 0,01) e os dois valores do produto $f_D T$ acima mencionados ($f_D T = 0,01$ e $f_D T = 0,001$).

Em cada caso simulou-se a transmissão de 50.000 blocos de símbolos QPSK estatisticamente independentes. Admitiu-se que no início de cada bloco se dispunha das estimativas da RI do canal obtidas pelos algoritmos LMS e FK com o auxílio de uma seqüência de treinamento de trinta e dois símbolos⁵. Cada bloco contém uma quantidade pré-estabelecida de erros de detecção, os quais foram inseridos em posições aleatórias, escolhendo-se aleatória e independentemente um dos outros três símbolos da constelação para substituir o símbolo transmitido em cada posição onde se desejava gerar um erro.

Na Fig. 2 são apresentadas três curvas referentes à probabilidade de perda, denotada por P_M (probabilidade de não detectar a ocorrência de erros), em função da quantidade de erros por bloco, obtidas com RSR=40 dB e $f_D T = 0,01$, que se diferenciam pelo valor assumido para a probabilidade de falso alarme.

Analisando essas curvas isoladamente, vê-se claramente que P_M diminui consideravelmente com o aumento da quantidade de erros por bloco. Este comportamento está em consonância com a idéia intuitiva desenvolvida neste trabalho, uma vez que a manifestação da DF deve se tornar cada vez mais nítida com o aumento da quantidade de símbolos detectados erroneamente.

Comparando-se as três curvas apresentadas na Fig. 2, vê-se que P_M diminui com o aumento da P_{FA} . De fato, o aumento da P_{FA} reduz o limiar de comparação, fazendo com que mais blocos sejam detectados, inclusive aqueles que contenham erros de detecção.

Na Fig. 3 são apresentados resultados de P_M versus número de erros por bloco para diversos valores de RSR, considerando $f_D T = 0,01$ e $P_{FA} = 0,1$. Esses resultados, além da já discutida melhoria de desempenho com o aumento da quantidade de erros por bloco, revelam também a melhoria de desempenho (redução da P_M) à medida que se aumenta a RSR.

Na Fig. 4 são mostradas duas curvas de P_M em função da quantidade de erros por bloco, obtidas considerando RSR=40 dB e $P_{FA} = 0,1$, que se diferenciam pelo valor da intensidade de efeito Doppler considerado ($f_D T = 0,001$ e $f_D T = 0,01$). Vê-se claramente que o desempenho obtido com o primeiro valor de $f_D T$ é muito superior ao que foi obtido com o segundo. Em particular, cabe destacar que neste último caso, pode-se observar que todos os blocos (dentre os 50.000 simulados) com mais de dois símbolos errados foram detectados, e por isso a curva correspondente na Fig. 4 se restringe a dois símbolos errados por bloco.

Na Fig. 5 se observa que o desempenho da técnica proposta se degrada com o aumento do espalhamento Doppler máximo. Isto pode ser justificado pela pobre capacidade de rastreamento do algoritmo LMS para canais que variam rapidamente com o

⁵Esse tipo de simulação visa contemplar os esquemas de comunicações móveis usuais, os quais fazem uso de seqüências de treinamento.

tempo, em contraste com o bom desempenho propiciado por um FK que usa um modelo estatístico apropriado. Apesar dessa degradação, é importante salientar que mesmo para o pior caso simulado ($f_D T = 0,01$) as características de desempenho do procedimento proposto são bastante animadoras. Além disso, vale mencionar que muitas aplicações na área de comunicação móvel apresentam efeito Doppler bem inferior a este valor.

A análise global dos resultados indica claramente que o procedimento proposto funciona muito bem e de forma coerente no que tange à sua dependência com a RSR, com a quantidade de símbolos errados por bloco, com a P_{FA} e com o espalhamento Doppler. É importante mencionar que outros testes, cujos resultados não são aqui relatados, realizados com outros parâmetros confirmam estas observações. Cabe ainda registrar que foram também realizadas simulações sem o uso de seqüência de treinamento, cujos resultados são em essência similares aos apresentados neste trabalho.

V. CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi proposto um procedimento para detectar erros de equalização com base no uso de estimativas de canal fornecidas por dois algoritmos de filtragem adaptativa despolarizados e que possuem características distintas no que se refere à robustez a erros na seqüência de referência, produzindo assim um efeito de diversidade que foi aqui denominado de *Diversidade em Filtragem*.

O procedimento desenvolvido contempla diversas possibilidades de aplicações em receptores para canais com desvanecimento variante no tempo e seletivo em freqüência, é simples e, conforme resultados de simulação aqui apresentados e discutidos, possui excelentes características de desempenho.

Vale mencionar que o próprio receptor adaptativo pode empregar um AFA para identificar a RI do canal. Neste caso, o procedimento proposto irá requerer apenas um algoritmo adicional, além do cálculo da estatística de teste e da comparação com o limiar.

Os autores pretendem continuar o trabalho no sentido de avaliar o emprego do procedimento proposto em alguns esquemas específicos de recepção adaptativa.

REFERÊNCIAS

- [1] L. N. Kanal and A. R. K. Sastry. "Models for Channels With Memory and Their Application to Error Control". *Proceedings of the IEEE*, vol. 39, pp. 724–744, July 1987.
- [2] J. F. Galdino, E. L. Pinto and M. S. de Alencar. "Blind Equalization For Fast Frequency Selective Fading Channels". In *Proceedings of the IEEE International Conference Communications*, volume 10, pp. 3082–3086, Jun 2001.
- [3] K. Dogançay and R. A. Kennedy. "Blind Detection of Equalization Errors in Communication Systems". *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 43, no. 2, pp. 469–482, March 1997.
- [4] P. S. R. Diniz. *Adaptive Filtering Algorithms and Practical Implementation*. Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [5] S. Haykin. *Adaptive Filter Theory*. Prentice Hall, 1991.
- [6] J. G. Proakis. *Digital Communications*. McGraw-Hill, 1995.
- [7] H. L. V. Trees. *Detection, Estimation, and Modulation Theory*. Wiley, 1968.
- [8] J. D. Parsons. *The Mobile Radio Propagation Channel*. John Wiley, 1992.
- [9] W. C. Jakes. *Microwave Mobile Communications*. John Wiley, 1974.
- [10] J. F. Galdino, E. L. Pinto and M. S. Alencar. "Desempenho do Algoritmo LMS na Identificação de Canais Variantes no Tempo e seu Emprego em Esquemas de Recepção MLSE-PSP". *Aceito para publicação na Revista da Sociedade Brasileira de Telecomunicações*, vol. 18, 2003.