

Detecção de sinais em sistemas OFDM operando em canais que variam rapidamente no tempo

Laísa Carvalho e Raimundo Sampaio Neto

Resumo— Este trabalho analisa diferentes estratégias de detecção passíveis de aplicação em sistemas de transmissão OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) operando em canais que variam rapidamente no tempo. Além dos métodos clássicos de detecção lineares tais como Zero Forcing e MMSE (Minimum Mean-Square Error), outras duas técnicas são estudadas, como cancelamento paralelo de interferência (PIC -Parallel Interference Cancellation) e a detecção por busca por verossimilhança ascendente (LAS -Likelihood Ascent Search). Os resultados dos experimentos são analisados em termos da taxa de erro de bit (BER) e custo computacional para diferentes cenários variando parâmetros do sistema.

Palavras-Chave— OFDM, Geração de Sinais, Canais com variações temporais rápidas, Desempenho, Complexidade computacional

Abstract— This work analyzes different detection strategies that can be applied in OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) transmission systems over fast time-varying channels. In addition to classical linear methods of detection such as a Matched Filter, Zero Forcing and MMSE, two other techniques are studied, also encompassing combinations of them. The first is the Parallel Interference Cancellation (PIC) technique, the second is Likelihood Ascent Search (LAS). The results of the experiments are analyzed in terms of bit error rate (BER) and computational cost (complexity) for different scenarios and parameters of the system.

Keywords— OFDM, Signal generation, Fast time-varying channels, Signal detection, Performance, Computational complexity

I. INTRODUÇÃO

A técnica de transmissão OFDM tem aplicações em diversas áreas de telecomunicações. Nas análises tradicionais, o OFDM opera sobre canais de transmissão considerados invariantes no tempo, no qual a utilização de um intervalo de guarda elimina o problema de interferência intersimbólica (ISI-Intersymbol Interference)[1] e o procedimento de equalização de canal realizado no domínio da frequência é simples, pois é feito a partir de uma matriz que resulta diagonal [2][3].

Em canais que variam rapidamente no tempo ocorre a perda de ortogonalidade das subportadoras resultando no surgimento de ISI que não pode ser evitada. Deste modo, a equalização de canal no domínio da frequência e posterior detecção deve ser realizada a partir de uma matriz de canal cheia. Existem alguns métodos propostos para equalização e detecção de sinais nestas condições, tais como a equalização de mínimo erro quadrático médio (MMSE - Minimum Mean Square Error), e a equalização Zero Forcing (ZF) [4][5]. Entretanto,

Laísa Carvalho, e-mail: laisaocarvalho@gmail.com; Raimundo Sampaio, Centro de Estudos em Telecomunicações (CETUC), Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro-RJ, e-mail: raimundo@cetuc.puc-rio.br. Este trabalho foi parcialmente financiado CAPES 001

na prática, esses métodos requerem a inversão de matrizes de dimensões bastante elevadas, resultando neste caso em um custo computacional elevado.

Neste estudo são apresentadas duas estratégias para detecção de sinais em sistemas OFDM operando em canais com variações temporais rápidas que não requerem a inversão de matrizes. A primeira estratégia utiliza detecção com filtro casado em conjunção com cancelamento paralelo de interferência (PIC-Paralel Interference Canceling), que foi proposta e apresentou resultados satisfatórios para detecção de sinais em sistemas com transmissão GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing)[6]; e a segunda estratégia, também em conjunto com o filtro casado, emprega os algoritmos de busca por verossimilhança ascendente (LAS - Likelihood Ascent Search) proposto para detecção em sistemas MIMO [7].

Este trabalho é organizado da seguinte maneira: na Seção II é apresentado o modelo discreto do sistema e o modelo do canal considerando variações rápidas no tempo; na Seção III são apresentados os detectores utilizados; na Seção IV são apresentados os resultados numéricos; e finalmente, na Seção V são apresentadas as conclusões.

II. SISTEMA E SINAIS

A. Modelo Discreto

Considerando o modelo equivalente em banda básica do sistema de transmissão OFDM, os bits provenientes da fonte binária são mapeados de acordo com a constelação bidimensional associada ao esquema de modulação escolhido. Após o mapeamento, a sequência de símbolos complexos é subdividida em blocos OFDM, cada um contendo M símbolos de informação. O bloco OFDM é então submetido a IDFT, essa operação pode ser representada pela multiplicação do bloco OFDM pela matriz IDFT \mathbf{F}_M^H , de dimensão $M \times M$.

A IDFT e a inserção do prefixo cíclico ocorrem na mesma operação. As últimas D linhas da matriz \mathbf{F}_M^H são inseridas no início, de modo a criar uma nova matriz \mathbf{F}_{CP} , de dimensão $P \times M$, onde $P = M + D$, representada por

$$\mathbf{F}_{CP} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_M^H \\ \mathbf{F}_M^H \end{bmatrix}. \quad (1)$$

Cada bloco OFDM é multiplicado pela matriz \mathbf{F}_{CP} , gerando um novo bloco de dimensão P . Assim, se \mathbf{d}_i denota o i -ésimo bloco OFDM, o i -ésimo vetor de sinal, acrescido do prefixo cíclico, a ser transmitido é dado por $\mathbf{x}_{CPi} = \mathbf{F}_{CP}\mathbf{d}_i$.

As componentes complexas de vetor \mathbf{x}_{CPi} são transmitidas sequencialmente, a uma taxa R_S , utilizando transmissão fase-quadatura e empregando um pulso de transmissão, $g(t)$, através do canal. No receptor, após demodulação, filtragem

peelo filtro de detecção casado ao pulso $g(t)$ e amostragem a taxa $R_S = \frac{1}{T_S}$ o sinal recebido pode ser representado por

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{\text{CP}i} &= \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{\text{CP}} \mathbf{d}_i + \mathbf{H}_{\text{IBI}} \mathbf{F}_{\text{CP}} \mathbf{d}_{i-1} + \mathbf{n}_{\text{CP}i} \\ \mathbf{r}_{\text{CP}i} &= \mathbf{V}_{\text{CP}i} \mathbf{d}_i + \mathbf{H}_{\text{IBI}} \mathbf{F}_{\text{CP}} \mathbf{d}_{i-1} + \mathbf{n}_{\text{CP}i} \end{aligned} \quad (2)$$

onde a matriz de convolução \mathbf{H}_i de dimensão $P \times P$, associada à resposta ao impulso do equivalente em banda básica discreto do canal é dada por

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_0^{(iP)} & 0 & \cdots & 0 \\ h_1^{(iP)} & h_0^{(iP+1)} & \ddots & 0 \\ \vdots & h_1^{(iP+1)} & \ddots & 0 \\ h_{(L-1)}^{(iP)} & \ddots & \vdots & \\ 0 & h_{(L-1)}^{(iP+1)} & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & h_0^{(iP+P-1)} \end{bmatrix} \quad (3)$$

e a segunda parcela corresponde a interferência entre blocos (*Inter Block Interference-IBI*) presente em $\mathbf{r}_{\text{CP}i}$. Ainda em (2), o vetor de ruído branco, $\mathbf{n}_{\text{CP}i}$, é formado por variáveis aleatórias complexas gaussianas circunamente simétricas, estatisticamente independentes com variância σ_n^2 .

O passo seguinte consiste na remoção do prefixo cíclico de cada bloco OFDM. Como \mathbf{H}_{IBI} é uma matriz triangular superior e sendo o número de amostras do canal menor do que o comprimento do prefixo cíclico ($L \leq D$), o segundo termo em (2) é removido junto com o CP e o vetor resultante \mathbf{r}_i de dimensão M pode ser expresso por:

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{V}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_i \quad (4)$$

com $\mathbf{V}_i = [\mathbf{0}_{M \times D} \mathbf{I}_{M \times M}] \mathbf{V}_{\text{CP}i}$. Após a aplicação da DFT no sinal \mathbf{r}_i , o sinal a ser submetido ao detector assume a forma

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F}_M \mathbf{V}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i = \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{1i} \quad (5)$$

Como a matriz \mathbf{H}_i em (3) não é Toeplitz, a matriz $\mathbf{B}_i = \mathbf{F}_M \mathbf{V}_i$, doravante referida como matriz de recepção, não resulta em uma matriz diagonal, sendo em geral uma matriz cheia. Isso requer o uso de processamentos mais complexos no processo de detecção do vetor de informação \mathbf{d}_i . Ressalte-se que o vetor de ruído $\mathbf{n}_{1i} = \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i$ permanece gaussiano branco com a variância de suas componentes iguais a σ_n^2 .

B. Modelo do Canal

Os coeficientes do equivalente passa baixa discreto do canal variante, $\mathbf{h}^{(n)}$, que são usados para formar a matriz \mathbf{H}_i são dados por $h_l^{(n)} = p_l \alpha_l(n)$; $l = 0, 1, \dots, L-1$, onde (p_l) são os pesos normalizados, $\sum_{l=0}^{L-1} p_l^2 = 1$, e $(\alpha_l(n))$, $n=0, 1, 2, \dots$, são variáveis aleatórias gaussianas correlatadas de acordo com o Modelo de Clarke [8], [9] obtidas através de amostras tomadas a uma taxa R_S de um ruído gaussiano branco complexo após filtragem por um filtro com resposta de amplitude da forma:

$$A_c(f) = \frac{C}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_d}\right)^2}}; \quad |f| \leq f_d, \quad (6)$$

onde f_d é a frequência de *Doppler*. As variáveis aleatórias $\alpha_l(n)$ são também normalizadas, $\mathbb{E}[|\alpha_l(n)|^2] = 1$, resultando então que $\mathbb{E}[|\mathbf{h}^{(n)}|^2] = 1$. A rapidez do desvanecimento atuante no canal depende do produto $f_d T_S$ e a variação do canal no período do bloco OFDM é refletida pelo produto $f_d T_{\text{OFDM}} = P f_d T_S$. São considerados canais com variações rápidas aqueles cujas características mudam a cada intervalo de símbolo T_S dentro do bloco OFDM.

III. DETECTORES

Esta seção apresenta técnicas de detecção passíveis de utilização em sistemas OFDM com canais que variam rapidamente no tempo. Inicialmente são apresentadas técnicas tradicionais utilizadas em outros sistemas de telecomunicações, e em seguida técnicas mais elaboradas de equalização e detecção são propostas.

A. Filtro Casado (MF)

O objetivo principal do filtro casado é reduzir a componente de ruído e aumentar o componente de sinal no mesmo instante. O filtro é dado por $\mathbf{P}_{MF} = \mathbf{B}_i^H$, resultando no sinal equalizado [10]

$$\mathbf{z}_{MF} = \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} = \mathbf{A}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \quad (7)$$

onde $\mathbf{A}_i = \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$ é uma matriz quadrada de dimensão M . Ressalte-se que os elementos da diagonal principal de \mathbf{A}_i são todos reais e não negativos. Por fim o vetor de símbolos detectados é obtido por

$$\hat{\mathbf{d}}_{MF} = \mathbf{Q} (\text{diag}^{-1}(\mathbf{A}_i) \mathbf{z}_{MF}) \quad (8)$$

onde $\mathbf{Q}(\mathbf{x}) = [Q(x_1) Q(x_2) \cdots Q(x_M)]^T$ e $Q(x)$ retorna o ponto da constelação complexa de sinais mais próximo de x . No caso de modulação PSK, (8) simplifica para $\hat{\mathbf{d}}_{MF} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{MF})$.

B. Zero Forcing

O equalizador Zero Forcing (ou ZF) objetiva processar o sinal recebido de forma a desfazer os efeitos do canal sobre o sinal transmitido, sem levar em conta a presença de perturbações tais como o ruído aditivo. O filtro é dado por $\mathbf{P}_{ZF} = (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H$, resultando no sinal equalizado

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{ZF} &= (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}_{ZF} &= \mathbf{d}_i + (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \end{aligned} \quad (9)$$

Por fim, o vetor de símbolos detectados é dado por $\hat{\mathbf{d}}_{ZF} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{ZF})$

C. MMSE

O equalizador MMSE minimiza o erro quadrático médio entre a sua saída e o vetor de símbolos \mathbf{d}_i com consequente maximização da razão sinal-ruído mais interferência [4] $\mathbf{P}_{MMSE} = \underset{\mathbf{P}}{\text{argmin}} \mathbb{E} [\|\mathbf{d}_i - \mathbf{P} \mathbf{y}_i\|^2]$, que fornece

$\mathbf{P}_{MMSE} = (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{B}_i^H$. O vetor equalizado é então:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{MMSE} &= (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i \\ &+ (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i}, \end{aligned} \quad (10)$$

fornecendo a estimativa $\hat{\mathbf{d}}_{MMSE} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{MMSE})$.

D. MF-PIC

O sinal na saída do banco de filtros casados em (7) pode ser expressa na forma

$$\mathbf{z}_{MF} = \mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i)\mathbf{d}_i + \mathbf{A}_0\mathbf{d}_i + \mathbf{B}^H\mathbf{n}_{1i} \quad (11)$$

onde $\mathbf{A}_0 = (\mathbf{A}_i - \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i))$. Uma primeira estimativa do vetor de símbolos é gerada como em (8) por $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{Q}(\mathbf{diag}^{-1}(\mathbf{A}_i)\mathbf{z}^{(0)})$ que no caso de modulação PSK simplifica para $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}^{(0)})$. A parcela de (11) que contém a interferência entre símbolos, e que se deseja eliminar é $\mathbf{A}_0\mathbf{d}_i$ que é tentativamente eliminada por meio de

$$\mathbf{z}^{(1)} = \mathbf{z}^{(0)} - \mathbf{A}_0\hat{\mathbf{d}}^{(0)} \quad (12)$$

O sistema é realimentado pela primeira estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$, logo quanto melhor for essa primeira estimativa melhor o desempenho do sistema. O procedimento pode ser repetido gerando estimativas sucessivas através de recursão, o que torna necessário algum critério de parada. Os critérios de parada apresentados a seguir utilizam uma medida de qualidade (MQ) das estimativas geradas. A MQ adotada neste trabalho é baseada na maior verossimilhança que tendo em vista (5), corresponde a de menor distância, com a distância expressa por

$$D_i(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i\hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2 \quad (13)$$

MF-PIC MD-p: Baseia-se na ideia que a melhor estimativa segue uma ordem sequencial. A qualidade das estimativas geradas sequencialmente é comparada e a estimativa final $\hat{\mathbf{d}}_i^{(f)}$ é gerada de acordo com a regra:

$$D_i(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) \geq D_i(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \implies \hat{\mathbf{d}}_i^{(f)} = \hat{\mathbf{d}}_i^{(k-1)} \quad (14)$$

MF-PIC EM: Baseia-se na ideia que a melhor estimativa pode não seguir uma ordem sequencial. Nesta estratégia é realizado um número inteiro K de iterações, sendo essa quantidade de iterações definida a priori. A estimativa final $\hat{\mathbf{d}}^{(f)}$, é a que resulta em melhor MQ, ou seja, $\hat{\mathbf{d}}^{(f)} = \underset{0 \leq k \leq K-1}{\operatorname{argmin}} D_i(\hat{\mathbf{d}}^{(k)})$.

E. MF-LAS

O detector LAS (Likelihood Ascent Search) faz uma busca no espaço dos possíveis vetores de símbolos transmitidos, onde a cada passo da busca a estimativa atual é substituída no vetor solução por outra com maior valor da função de verossimilhança [7]. Assim como no MF-PIC adotou-se aqui como primeira estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$ a obtida com o filtro casado como em (8). A estimativa final é obtida pelo seguinte procedimento: primeiro é calculado e armazenado o valor de MQ do vetor $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$, $D(\hat{\mathbf{d}}^{(0)})$, de acordo com (13). Em seguida o símbolo correspondente a primeira componente de $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$ é substituído por cada um dos outros possíveis símbolos pertencentes à constelação adotada. As métricas dos vetores resultantes são calculadas, armazenadas e comparadas para determinar qual dos símbolos testados originou o vetor com menor métrica. Fixado este símbolo na primeira componente, o procedimento de substituição teste é repetido para a segunda componente de $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$ e assim sucessivamente até que todas as suas componentes sejam processadas, gerando então o novo

vetor estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(1)}$. O processo descrito é realizado agora em $\hat{\mathbf{d}}^{(1)}$ e assim sucessivamente até que $D_i(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) \geq D_i(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)})$ resultando na estimativa final $\hat{\mathbf{d}}_i^{(f)} = \hat{\mathbf{d}}_i^{(k-1)}$.

F. MF-PIC LAS

Neste detector, a estimativa resultante do MF-PIC é utilizada como a primeira estimativa da técnica de busca por verossimilhança ascendente (MF-PIC LAS).

G. MF-LAS PIC

Neste detector, a estimativa resultante do MF-LAS é utilizada como a primeira estimativa da técnica de cancelamento paralelo de interferência (MF-LAS PIC), sendo usado o critério de parada MD-p.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Os resultados de desempenho apresentados nesta seção foram obtidos via simulação e consideram diferentes cenários e distintos valores de $f_d T_s$. O canal de propagação tem pesos dados por $[0.8677 \ 0.4339 \ 0.2169 \ 0.1085]^T$ para $L=4$ e $[0.6961 \ 0.5010 \ 0.3605 \ 0.2595 \ 0.1867 \ 0.1344 \ 0.0967 \ 0.0696]^T$ para $L=8$. A complexidade computacional dos diferentes detectores é apresentada e avaliada pelo número médio de operações de ponto flutuante (*Floating-point Operations* - FLOPS) requeridos para obtenção da estimativa final do vetor de símbolos transmitidos. O número de iterações adotado na detecção MF-PIC EM foi de $K=10$.

A. Cenário 1

O cenário 1 é caracterizado por blocos de 40 símbolos de informação, canal com $L=4$ taps, prefixo cíclico de tamanho $D=4$, 100.000 transmissões independentes e modulação QPSK.

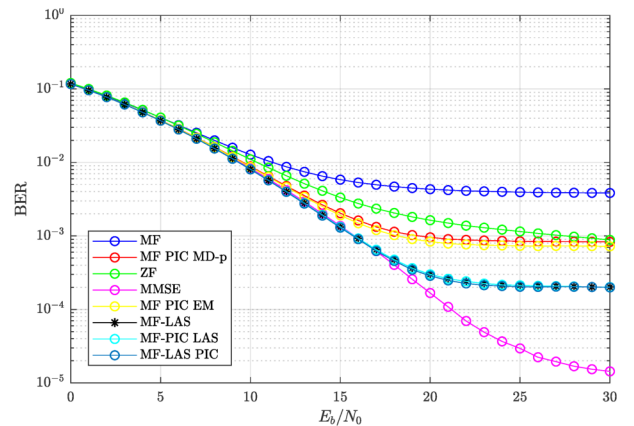


Fig. 1: Desempenho BER dos detectores para $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ ($f_d T_{OFDM} = 4,4 \times 10^{-2}$)

Analisando a Figura 1 com $f_d T_s = 10^{-3}$ ($f_d T_{OFDM} = 4,4 \times 10^{-2}$) observa-se que o MMSE e o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentam essencialmente o mesmo desempenho até $E_b/N_0 = 17$ dB, acima deste valor o MMSE obteve o melhor desempenho, seguido pelo detector LAS e suas variações. É importante considerar o custo computacional

apresentado na Figura 2, o custo associado aos detectores MF, ZF, MMSE e MF-PIC EM independe da velocidade de variação do canal. Para este cenário a complexidade média do MF-LAS, MF PIC LAS e do MF LAS PIC é inferior a do MMSE a partir de $E_b/N_0 = 5dB$.

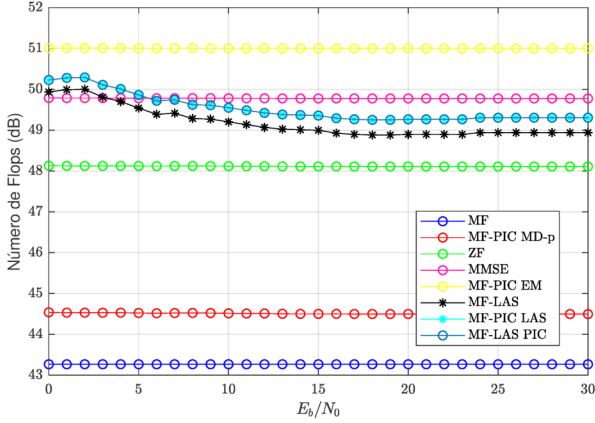


Fig. 2: Complexidade dos detectores para $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-3}$ ($f_d T_{OFDM} = 4,4 \times 10^{-2}$)

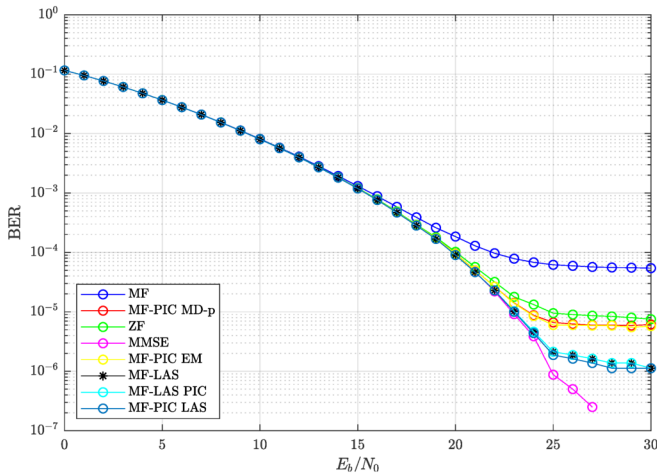


Fig. 3: Desempenho BER dos detectores para $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$ ($f_d T_{OFDM} = 4,4 \times 10^{-3}$)

Na Figura 3 com $f_d T_s = 10^{-4}$ ($f_d T_{OFDM} = 4,4 \times 10^{-3}$) constata-se ainda a mesma ordenação que na Figura 1. Todos os detectores apresentam o mesmo desempenho até $E_b/N_0 = 15dB$, em seguida o MMSE e o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentam essencialmente o mesmo desempenho até $E_b/N_0 = 24dB$, superior aos outros detectores. Após este intervalo o MMSE exibe o melhor desempenho. Comparando com os resultados da Figura 1, nota-se que o desempenho de todos os detectores melhoraram, pois a velocidade de variação do canal diminuiu e a matriz \mathbf{B} se aproximou mais de uma matriz diagonal. Estendendo em relação ao custo computacional, Figura 4, o detector MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC têm complexidades menores que a do detector MMSE, para todos os valores de E_b/N_0 considerados.

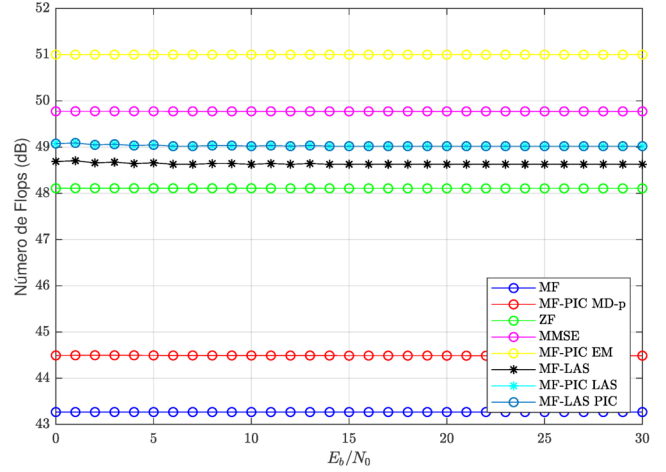


Fig. 4: Complexidade dos detectores para $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-4}$ ($f_d T_{OFDM} = 4,4 \times 10^{-3}$)

B. Cenário 2

O cenário 2 é caracterizado por blocos de 80 símbolos de informação, canal com $L=8$ taps, prefixo cíclico de tamanho $D=8$, 100.000 transmissões independentes e modulação QPSK.

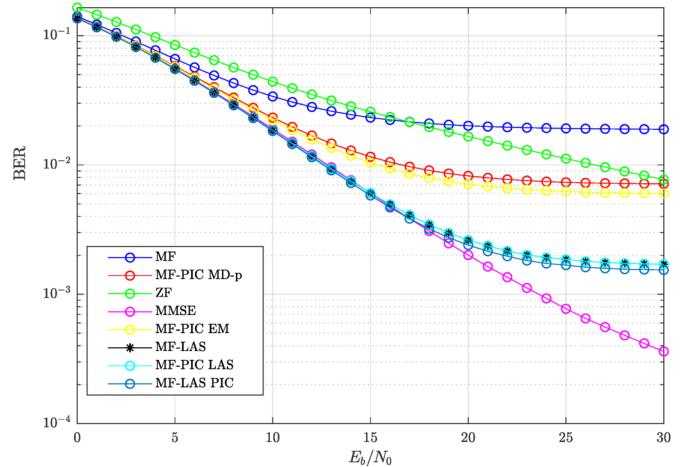


Fig. 5: Desempenho BER dos detectores para $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ ($f_d T_{OFDM} = 8,8 \times 10^{-2}$)

Na Figura 5 com $f_d T_s = 10^{-3}$ ($f_d T_{OFDM} = 8,8 \times 10^{-2}$), até o valor $E_b/N_0 = 17dB$ o detector MMSE, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentam o mesmo desempenho. A partir desse valor o MMSE tem melhor resultado, seguido pelos detectores MF-LAS e suas variações, no intervalo de valores de E_b/N_0 considerados. Com desempenho inferior, os detectores MF-PIC MD-p, MF-PIC EM atingem uma BER de 7×10^{-3} . As curvas de desempenho dos detectores ZF e MF se cruzam com o desempenho do primeiro superando o do segundo somente a partir de $E_b/N_0 = 17dB$ e atingindo e superando o desempenho dos detectores MF-PIC a partir de $E_b/N_0 = 30dB$. Estendendo a análise em relação a complexidade, Figura 6, o MMSE tem uma complexidade menor que a complexidade dos detectores MF-LAS, MF-PIC

LAS e MF-LAS PIC.

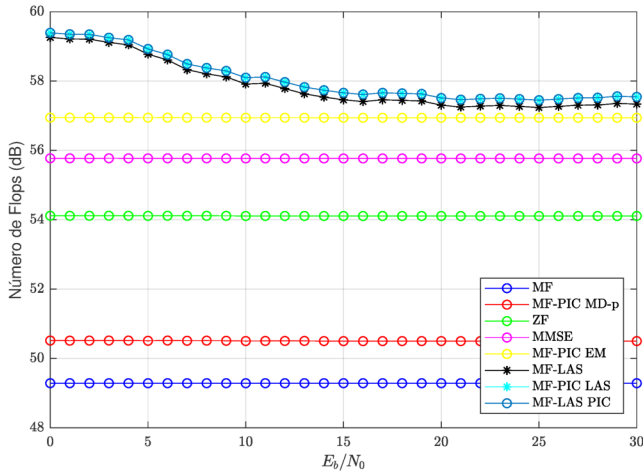


Fig. 6: Complexidade dos detectores para $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-3}$ ($f_d T_{OFDM} = 8,8 \times 10^{-2}$)

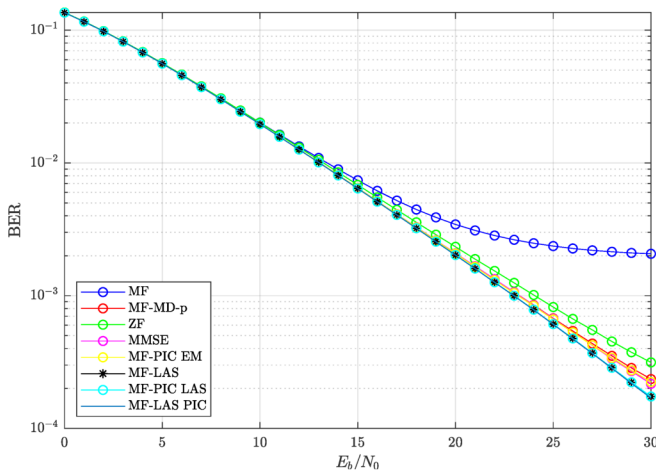


Fig. 7: Desempenho BER dos detectores para $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$ ($f_d T_{OFDM} = 8,8 \times 10^{-3}$)

Na Figura 7 com $f_d T_s = 10^{-4}$ ($f_d T_{OFDM} = 8,8 \times 10^{-3}$), o desempenho de todos os detectores estão bastante próximos, exceto o do MF. Assim, com base nos resultados de complexidade, Figura 8, o detector mais recomendado para uso seria o MF-PIC MD-p.

V. CONCLUSÕES

Os resultados indicam que as técnicas MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC conduzem ao mesmo desempenho. Ainda é possível verificar que as técnicas MF-PIC MD-p e MF-PIC EM apresentam pequenas diferenças de desempenho, e ainda que o detector MMSE teve um desempenho superior aos outros detectores em todos os cenários para velocidade de variação de $f_d T_s = 10^{-3}$. A análise da complexidade computacional complementa o estudo de adequabilidade dos detectores por meio da avaliação do compromisso desempenho/custo computacional associado às diferentes estratégias enfocadas

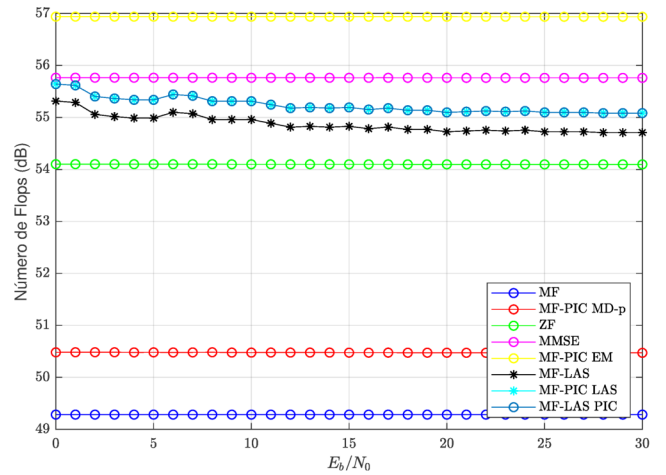


Fig. 8: Complexidade dos detectores para $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-4}$ ($f_d T_{OFDM} = 8,8 \times 10^{-3}$)

aqui. Assim, apesar de desempenhos essencialmente iguais, a estratégia MF-PIC MD-p apresenta uma complexidade muito inferior a do MF-PIC EM. Ressalte-se também que apesar do desempenho inferior quando comparado ao das técnicas MF-LAS e suas variações e ao MMSE para valores elevados de E_b/N_0 e da variação do canal durante o bloco OFDM ($f_d T_{OFDM} > 4,4 \times 10^{-2}$), o seu custo computacional, muito inferior aos demais, pode tornar a opção MF-PIC MD-p competitiva, notadamente para operação com valores não muito altos de razão sinal-ruído, onde os desempenhos dos detectores estão próximos. Quando as variações do canal diminuem ($f_d T_{OFDM} \leq 8,8 \times 10^{-3}$) os detectores apresentam desempenhos próximos independente do cenário analisado, exceto pelo MF, sendo assim o MF-PIC MD-p é o detector mais vantajoso para esse cenário.

REFERÊNCIAS

- [1] B. MUQUET, Z. WANG, G. B. Giannakis, M. DE COURVILLE e P. DUHAMEL, *Cyclic Prefix or Zero Padding for Wireless Multicarrier Communications*. IEEE Transactions on Communication Technology, v. 50, pp 2136-2148, Dezembro 2002.
- [2] R. W. Chang e R. Gibby, *A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme*. IEEE Transactions on Communication Technology, v. 16, pp 529-540, Agosto 1968.
- [3] E. L. Pinto e C. P. de Albuquerque, *A Técnica de Transmissão OFDM*. Revista Científica Periódica - Telecomunicações, v. 5, n. 1, Junho 2002.
- [4] D. Tse e P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
- [5] S. M. Kay, *Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory*. Prentice Hall, 1993.
- [6] J.P.M. Artega, R.P. David e R. Sampaio-Neto, *Simultaneous Detection and Parallel Interference Cancellation in GFDM for 5G.*, XXXV Simpósio Brasileiro de Telecomunicações e Processamento de Sinais - SBr T2017, Setembro 2017.
- [7] A. A. Jr Pereira e R. Sampaio-Neto, *A Random-List Based LAS Algorithm for Near-Optimal Detection in Large-Scale Uplink Multiuser MIMO Systems*, WSA 2015; 19th International ITG Workshop on Smart Antennas, Março 2015.
- [8] T.S. Rappaport, *Wireless communications: Principles and practice*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 1996.
- [9] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [10] H. L. V. Trees, *Detection, Estimation and Modulation Theory Part I - Detection, Estimation and Linear Modulation Theory*. John Wiley & Sons, 2001.