



Laísa Oliveira Carvalho

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

Dissertação de Mestrado

Dissertação apresentada como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre pelo Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica do Departamento de Engenharia Elétrica do Centro Técnico Científico da PUC-Rio.

Orientador: Prof. Raimundo Sampaio Neto

Rio de Janeiro
Fevereiro de 2019

Todos os direitos reservados. É proibida a reprodução total ou parcial do trabalho sem autorização da universidade, do autor e do orientador.

Laísa Oliveira Carvalho

Graduou-se em Engenharia de Telecomunicações na Universidade Federal Fluminense (UFF) em agosto 2016.

Ficha Catalográfica

Oliveira Carvalho, Laísa

Detecção de sinais em sistemas OFDM operando em canais que variam rapidamente no tempo / Laísa Oliveira Carvalho; orientador: Raimundo Sampaio Neto. – Rio de Janeiro: PUC-Rio, Departamento de Engenharia Elétrica, 2019.

v., 103 f: il. color. ; 30 cm

Dissertação (mestrado) - Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica.

Inclui bibliografia

1. OFDM;. 2. Geração de sinais;. 3. Canais com variações temporais rápidas;. 4. Detecção de sinais;. 5. Desempenho;. 6. Complexidade computacional.. I. Sampaio Neto, Raimundo. II. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD: 621.3

Agradecimentos

Agradeço aos meus pais, Elizete e Sylvio, por terem me apoiado em todos os momentos da minha vida, possibilitando que eu alcançasse todos os meus objetivos até o momento e que almejasse outros.

Agradeço ao meu namorado, Murilo, por todo apoio e companheirismo.

Agradeço ao meu orientador, professor Raimundo Sampaio Neto, por toda assistência, paciência, ensinamentos ministrados e por confiar no trabalho que eu poderia desenvolver.

Agradeço aos amigos da PUC (Daylis, Randy, Robert, Rainel, Leonardo, Tiago, André e Cristina) pelos grupos de estudos, pelo incentivo diário tornando esse caminho mais agradável.

Agradeço em especial ao Roberto, amigo que a UFF me proporcionou, mas que por sorte também esteve presente na PUC, por toda ajuda e paciência nos momentos que precisei.

O trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001.

Obrigada a todos!

Laísa Carvalho

Resumo

Oliveira Carvalho, Laísa; Sampaio Neto, Raimundo. **Detecção de sinais em sistemas OFDM operando em canais que variam rapidamente no tempo**. Rio de Janeiro, 2019. 103p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

Este trabalho tem como finalidade analisar 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 filtro casado, *Zero Forcing* e MMSE (*Minimum Mean-Square Error*), outras duas técnicas são estudadas, abrangendo também combinações entre elas. A primeira é a técnica de cancelamento paralelo de interferência (PIC - *Parallel Interference Cancellation*), a segunda é a detecção por busca por verossimilhança ascendente (LAS – *Likelihood Ascent Search*), ambas empregadas em conjunção com o filtro casado. Esse trabalho apresenta também um estudo dos efeitos de uma estimativa imperfeita do canal, no desempenho dos esquemas de detecção aqui enfocados. Os resultados dos experimentos são analisados em termos da taxa de erro de bit (BER) e custo computacional (complexidade) associado a estes esquemas.

Palavras-chave

OFDM; Geração de sinais; Canais com variações temporais rápidas; Detecção de sinais; Desempenho; Complexidade computacional.

Abstract

Oliveira Carvalho, Laísa; Sampaio Neto, Raimundo (Advisor). **Signal detection in OFDM systems over fast time-varying channels**. Rio de Janeiro, 2019. 103p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

This work analyzing 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), both used in conjunction with the Matched Filter. This work also presents a study of the effects of imperfect channel estimation on the performance of the detection schemes studied here. The results of the experiments are analyzed in terms of bit error rate (BER) and computational cost (complexity) associated with these schemes.

Keywords

OFDM; Signal generation; Fast time-varying channels; Signal detection; Performance; Computational complexity.

Sumário

1	Introdução	15
2	Técnica de Transmissão OFDM contínua	18
2.1	Transmissão e Recepção do sinal OFDM	20
2.2	Geração e detecção dos sinais por meio de IDFT/DFT	22
2.3	Intervalo de guarda – sistemas CP	23
3	Modelo discreto de transmissão de sinais OFDM	25
3.1	Transmissão e recepção de sinais CP-OFDM	25
3.1.1	Transmissão de sinais CP-OFDM	26
3.1.2	Recepção de sinais CP-OFDM em canais semi-estático	27
3.1.3	Recepção de sinais CP-OFDM em canais que variam rapidamente no tempo	30
3.2	Modelagem dos Canais de Propagação	31
3.2.1	Desvanecimento em larga escala	33
3.2.1.1	Sombreamento	33
3.2.2	Desvanecimento em pequena escala	33
3.2.2.1	Multipercorso	33
3.2.3	Sistema variante no tempo	35
3.2.4	Modelagem do Canal de Propagação	40
4	Técnicas de detecção para sistemas OFDM	42
4.1	Técnicas básicas para a detecção em sistemas OFDM	42
4.1.1	Detector ótimo	42
4.1.1.1	Detecção de máxima verossimilhança	42
4.1.2	Detector sub-ótimo	43
4.1.2.1	Detecção utilizando Filtro Casado	43
4.1.2.2	Detecção Zero Forcing	44
4.1.2.3	Detecção MMSE	44
4.2	Técnicas não convencionais para a detecção em sistemas OFDM	45
4.2.1	Detecção PIC	45
4.2.1.1	Detector MF com PIC Recursivo e escolha de estimativa com menor métrica MD (EM)	47
4.2.1.2	Detector MF com PIC Recursivo e escolha da última estimativa gerada que precede um aumento na métrica MD (MD-p)	48
4.2.2	Detecção LAS	49
4.2.3	Detecção LAS com PIC Recursivo	51
4.2.4	Detecção PIC Recursivo com LAS	52
5	Simulações e Resultados	54
5.1	Cenário 1	56
5.2	Cenário 2	64
5.3	Cenário 3	71
5.4	Cenário 4	78

6	Efeitos de uma estimativa imperfeita do canal	86
6.1	Cenário 1	87
6.2	Cenário 2	89
6.3	Cenário 3	92
6.4	Cenário 4	95
7	Conclusões e Trabalhos Futuros	99
	Referências bibliográficas	101

Lista de figuras

2.1	Espectro FDM com banda de guarda e espectro OFDM	18
2.2	Subportadoras de um canal OFDM no domínio da frequência	19
2.3	Subportadoras de um canal OFDM no domínio do tempo	19
2.4	Canal seletivo em frequência com subcanis planos	20
2.5	Diagrama em bloco de um sistema OFDM	21
2.6	Diagrama em bloco de um sistema OFDM usando IDFT/DFT	22
3.1	Sistema de transmissão OFDM	25
3.2	Sistema de transmissão simplificado	26
3.3	Conversor Digital-Analógico	27
3.4	Equivalente discreto do sistema de recepção em diagrama de blocos	27
3.5	Classificação de desvanecimento de canal	32
3.6	Desvanecimento em pequena e larga escala	32
3.7	Fenômeno do multipercurso	34
3.8	Geometria associada ao deslocamento <i>Doppler</i>	35
3.9	Resposta ao impulso de um canal multipercurso	36
3.10	Resposta ao impulso de um canal multipercurso estacionário	36
3.11	Perfil de potência do retardo	37
3.12	Espectro de transmissão do canal com desvanecimento seletivo em frequência	38
3.13	Espectro de transmissão do canal com desvanecimento plano	39
3.14	Resposta impulsiva do canal em faixa estreita	39
3.15	Filtro transversal	40
4.1	Diagrama de blocos do detector de cancelamento em paralelo de interferência PIC para sistemas OFDM	46
4.2	Valores da constelação QPSK	50
5.1	Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-1}$)	54
5.2	Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-2}$)	55
5.3	Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-3}$)	55
5.4	Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-4}$)	55
5.5	Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-5}$)	56
5.6	Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-6}$)	56
5.7	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-2}$	57
5.8	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$	58

5.9	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$	59
5.10	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$	60
5.11	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-2}$	61
5.12	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-3}$	61
5.13	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-4}$	62
5.14	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-5}$	62
5.15	Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ para diferentes velocidades de variação do canal	63
5.16	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$	65
5.17	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$	66
5.18	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$	67
5.19	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$	68
5.20	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-2}$	69
5.21	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-3}$	69
5.22	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-4}$	70

5.23	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-5}$	70
5.24	Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ para diferentes velocidades de variação do canal	71
5.25	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$	72
5.26	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$	73
5.27	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$	74
5.28	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$	75
5.29	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-2}$	76
5.30	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-3}$	76
5.31	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-4}$	77
5.32	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-5}$	77
5.33	Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ para diferentes velocidades de variação do canal	78
5.34	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$	79
5.35	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$	80

5.36	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$	81
5.37	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$	82
5.38	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-2}$	83
5.39	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-3}$	83
5.40	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-4}$	84
5.41	Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-5}$	84
5.42	Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ para diferentes velocidades de variação do canal	85
6.1	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$	87
6.2	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$	88
6.3	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$	89
6.4	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$	90
6.5	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$	91
6.6	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$	92

6.7	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$	93
6.8	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$	94
6.9	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$	95
6.10	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$	96
6.11	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$	97
6.12	Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$	98

Lista de tabelas

5.1	Parâmetros de simulação 1	56
5.2	Parâmetros de simulação 2	64
5.3	Parâmetros de simulação 3	71
5.4	Parâmetros de simulação 4	78
6.1	Parâmetros de simulação 1	87
6.2	Parâmetros de simulação 2	90
6.3	Parâmetros de simulação 3	93
6.4	Parâmetros de simulação 4	95

Lista de abreviações

ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AWGN	Additive White Gaussian Noise
COFDM	Coded Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
CP	Cyclic Prefix
DAB	Digital Áudio Broadcasting
DFT	Discrete Fourier Transform
DSP	Digital Signal Processing
DVB-T	Digital Video Broadcasting — Terrestrial
FDM	Frequency-Division Multiplexing
FFT	Fast Fourier Transform
FIR	Finite Impulse Response
FLOP	Floating-Point Operation
IBI	Interblock Interference
IDFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform
ISDB-T	Integrated Services Digital Broadcasting Terrestrial
ISI	Intersymbol Interference
LAS	Likelihood Ascent Search
LOS	Line Of Sight
MF	Matched filter
MIMO	Multiple-Input Multiple-Output
ML	Maximum likelihood
MMSE	Minimum Mean-Square Error
NLOS	Non Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
PIC	Parallel Interference Cancellation
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SNR	Razão Sinal-Ruído
TDL	Tapped Delay Line
ZF	Zero Forcing
ZP	Zero Padding

1

Introdução

A técnica de transmissão OFDM tem aplicações em diversas áreas de telecomunicações, a mais importante delas é a de comunicações móveis. A técnica possui uma grande capacidade de transmissão e também é robusta aos efeitos de canais com multipercurso [1].

Quando empregada em diversas aplicações, a transmissão OFDM apresenta um desempenho eficiente como, por exemplo, em redes de acesso fixas ADSL (COFDM), nos sistemas de transmissão de áudio digital (DAB) e televisão digital (DVB-T, ISDB-T), e em redes locais sem fio (IEEE 802.11a/g) [2]. A técnica OFDM consiste em dividir uma portadora serial em subportadoras paralelas ortogonais, ou seja, as bandas laterais das subportadoras se superpõem umas as outras, mas a frequência central de cada subportadora é alocada em um ponto de amplitude zero do espectro das outras subportadoras [3].

Atualmente, a aplicação desta técnica se tornou relativamente simples por conta de dois fatores: o uso da Transformada Discreta de Fourier (DFT-*Discrete Fourier Transform*); e do assim chamado prefixo cíclico (CP-*Cyclic Prefix*). O primeiro fator é fundamental, pois a concepção original de transmissão OFDM demandava um grande número de osciladores para modulação e demodulação. No caso em que o canal de transmissão pode ser considerado invariante no tempo, o segundo fator elimina o problema de interferência intersimbólica (ISI-*Intersymbol Interference*) [4][5]. Além disso, neste caso, o procedimento de equalização de canal, realizado no domínio da frequência é simples, pois é feito a partir de uma matriz, dependente das características do canal e referida como matriz de canal, que resulta diagonal.

Em canais que variam rapidamente no tempo ocorre a perda de ortogonalidade das subportadoras resultando no surgimento de ISI que não pode ser evitada. Quando isso ocorre, a equalização de canal no domínio da frequência e posterior detecção têm que ser feita 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*) [6], e a equalização *Zero Forcing* (ZF).

Estes métodos requerem, entretanto, a inversão de matrizes que podem

ter dimensões bastante elevadas nos sistemas práticos, resultando nestes casos em um custo computacional elevado [7]. Uma alternativa de baixo custo computacional para equalização/detecção que não requer a inversão de matrizes é feita com o uso de banco de filtros casados(MF). Em geral, esse método não elimina a ISI cujos efeitos podem resultar em um desempenho bastante insatisfatório dependendo das características da matriz de canal.

O objetivo principal desta dissertação é o estudo de estratégias para detecção de sinais em sistemas OFDM operando em canais com variações temporais rápidos, capazes de reduzir o custo computacional, quando comparadas a métodos tradicionais, sem sacrifício demasiado do desempenho do sistema. Dentro do objetivo de um bom compromisso complexidade/desempenho, além do estudo de métodos tradicionais, o desenvolvimento desta dissertação incluiu o uso e análise de desempenho de uma estratégia que utiliza detecção com filtro casado em conjunção com cancelamento paralelo de interferência (*PIC-Parallel Interference Canceling*), que foi proposta e apresentou resultados bastante satisfatórios para detecção de sinais em sistemas com transmissão GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*)[8]. Sistemas estes que estão sendo considerados como candidatos para os padrões de sistema de comunicação de quinta geração (5G). Outra técnica de detecção utilizada em conjunto com o filtro casado empregam os algoritmos de busca por verossimilhança ascendente (LAS – *Likelihood Ascent Search*) utilizados em detecção para sistemas MIMO [9][10]. Também são consideradas combinações das duas técnicas referidas aqui como MF-PIC LAS e MF-LAS PIC.

Ressalte-se que os métodos de equalização/detecção considerados pressupõem o conhecimento da matriz de canal, que na prática necessita ser estimada. Para uma avaliação dos efeitos que uma estimativa imperfeita do canal pode causar no desempenho do sistema uma parcela de erro aleatória e acrescentadas aos valores da resposta ao impulso discreta do canal. A matriz do canal obtida a partir dessa resposta ao impulso com erros é então utilizada pelos diferentes detectores nos respectivos procedimentos de detecção.

Essa dissertação está dividida em 7 capítulos da seguinte maneira:

O Capítulo 2 expõe uma visão geral da técnica OFDM, desde sua origem usando osciladores e seu desenvolvimento ao longo dos anos com a utilização da IDFT/DFT e prefixo cíclico.

No Capítulo 3 é apresentado o modelo discreto equivalente do sistema OFDM. Inicialmente é exposto o caso mais comum da recepção OFDM em canal semi-estático. Em seguida a recepção considerando canais que variam rapidamente no tempo. Ainda nesse capítulo é introduzido o modelo de canal de propagação utilizado na caracterização de sistemas móveis.

O Capítulo 4 descreve os principais métodos de detecção de sinais aqui considerados. A detecção ML, que é ótima no sentido de minimização de probabilidade de erro (na transmissão de símbolos independentes e igualmente prováveis), porém com uma complexidade computacional que a torna inviável na prática para uso em sistemas de grande porte e os métodos sub-ótimos, com complexidade bastante inferior já mencionados anteriormente.

No Capítulo 5 é analisado o resultado das simulações envolvendo a taxa de erro de bit (BER) para cada tipo de detector em diferentes cenários, supondo conhecimento da matriz do canal. O custo computacional expresso pelo número de operações de ponto flutuante por bloco de símbolos detectado requeridos por cada uma das técnicas de detecção empregadas e também apresentadas.

No Capítulo 6 é feita a avaliação dos efeitos que uma estimativa imperfeita do canal pode causar no desempenho do sistema ilustrando curvas de desempenho para diferentes valores de erro médio quadrático da resposta ao impulso errôneo do canal resultante das parcelas de erro introduzidas nas suas componentes.

Finalizando, no Capítulo 7 são expostas as conclusões do trabalho abordado e as propostas para trabalhos futuros.

O OFDM surgiu como uma evolução da técnica de multiplexação de frequência (FDM). A técnica FDM foi utilizada pela primeira vez em 1910, quando uma linha telefônica foi utilizada para transmitir dois sinais de voz simultaneamente ao longo de um circuito privado de 11 km conectando dois laboratórios e sua primeira aplicação comercial ocorreu em 1918 [11][12]. No entanto, o FDM tem algumas desvantagens que foram melhoradas para o OFDM, pois ele é sensível ao multipercurso e ao desvanecimento seletivo em frequência. Além disso há baixa tolerância do sistema ao espalhamento do retardo do canal e um alto uso do espectro. Ainda no FDM, para evitar a interferência entre portadoras foi inserido um intervalo de guarda entre as portadoras tornando assim a filtragem possível, porém aumentado ainda mais o uso do espectro. Em dezembro de 1966, Robert W. Chang desenvolveu de maneira teórica um princípio de multiplexação ortogonal para a transmissão de um número de mensagens de dados simultaneamente através de um meio de transmissão linear com limitação de banda a uma taxa de dados máxima sem interferência entre canais e entre símbolos [13], surgindo assim a ideia do OFDM. A Figura 2.1 mostra o espectro FDM com banda de guarda e o espectro do OFDM, mostrando a economia de banda feita pelo OFDM.

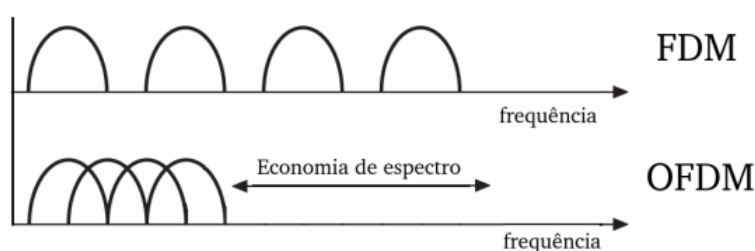


Figura 2.1: Espectro FDM com banda de guarda e espectro OFDM

Em um sistema OFDM o espaçamento entre subportadoras é cuidadosamente selecionado de forma que cada subportadora seja alocada em pontos de cruzamento de zero do espectro das demais [14]. Deste modo, a ortogonalidade no domínio da frequência é mantida e representada na Figura 2.2.

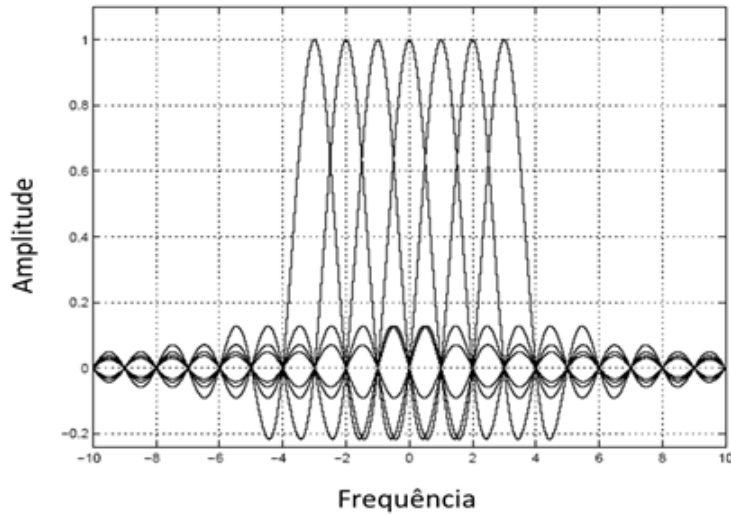


Figura 2.2: Subportadoras de um canal OFDM no domínio da frequência

Para que a ortogonalidade seja mantida no domínio do tempo as formas de onda das subportadoras diferem em um número inteiro de ciclos durante um intervalo de tempo OFDM [14], como mostra a Figura 2.3.

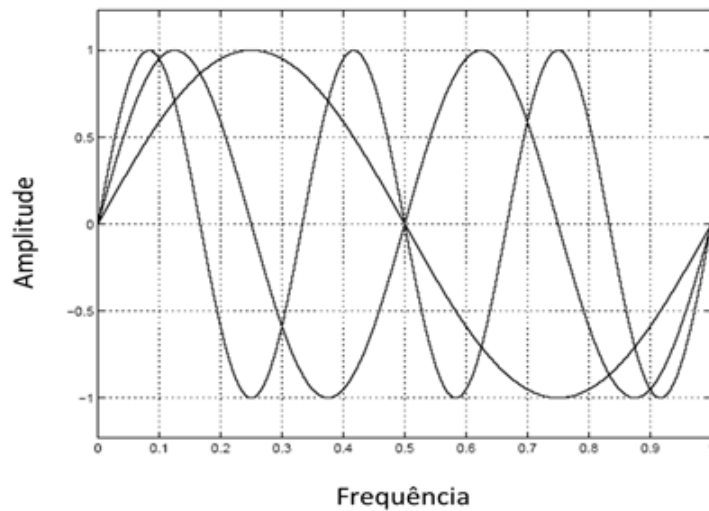


Figura 2.3: Subportadoras de um canal OFDM no domínio do tempo

Outro problema apresentado no FDM é o desvanecimento com seletividade em frequência. Essa questão foi resolvida com o aumento da duração do símbolo ($T = MT_s$), ou com subportadoras de largura de faixa estreita, dado por $\frac{B}{M}$ (sendo M o número de sub-canais). Assim, as respostas em frequência são caracterizadas pelo desvanecimento plano [11], como mostrado na Figura 2.4.

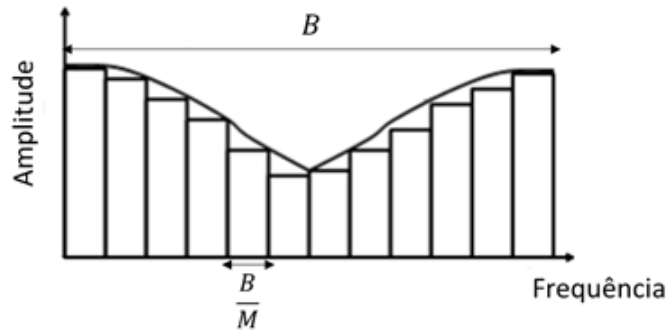


Figura 2.4: Canal seletivo em frequência com subcanais planos

No entanto para utilização do OFDM era necessário um grande número de osciladores para a modulação e demodulação paralelas o que tornava inviável a utilização do mesmo. Em 1969, Salz e Weinstein usou a transformada de Fourier discreta (DFT) para executar modulação e demodulação de banda base [15], no entanto, o primeiro protótipo de sistemas OFDM só foi possível com o avanço da microeletrônica e surgimento dos DSPs na segunda metade da década de 80 [16]. Outra vantagem para o OFDM foi a introdução do prefixo cíclico por Peled e Ruiz em 1980 [17], que tornou o sinal robusto contra o multipercurso. No entanto, o OFDM apresenta algumas desvantagens: ser sensível ao efeito Doppler; problema de pico de potência, a envoltória complexa do sinal transmitido OFDM pode apresentar altas excursões de amplitude, ou seja, elevada PAPR (Peak-to-Average Power Ratio); ser vulnerável ao desvio de frequência que provoca a perda de ortogonalidade entre as subportadoras do sistema; sensibilidade ao problema de sincronização de frequência que provocam um deslocamento de fase do símbolo estimado; e a informação transmitida em uma subportadora pode ser perdida, na presença de desvanecimento profundo [16]. Antes de explicar as particularidades do OFDM será mostrado a técnica de transmissão e recepção do OFDM com uso de osciladores.

2.1

Transmissão e Recepção do sinal OFDM

O diagrama de bloco do sistema de transmissão e recepção OFDM é apresentado na Figura 2.5 [13]. O bloco de bits de entrada \mathbf{b}_l , contendo $\mathcal{L} = \log_2 \mathcal{M}$ bits, onde \mathcal{M} é a ordem da modulação, passa pelo mapeador gerando o símbolo $\mathbf{d}_l = [i_l, q_l]$ que corresponde a um ponto na constelação de sinais da modulação empregada.

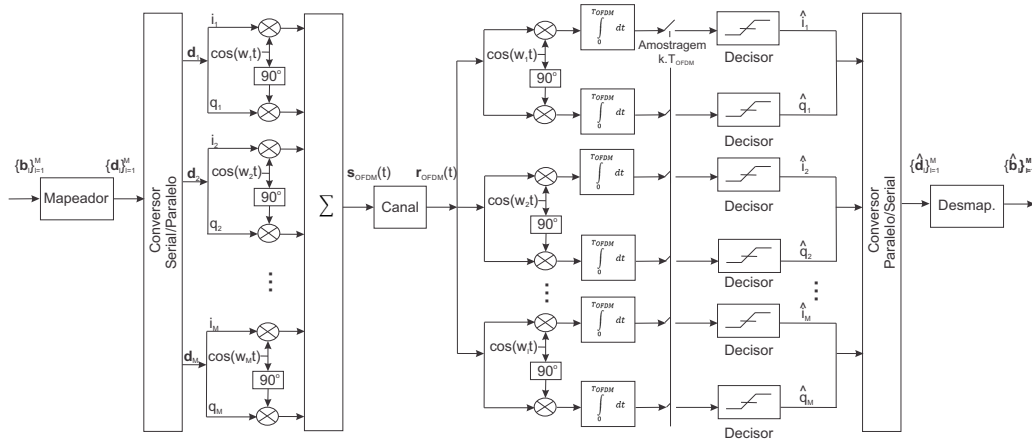


Figura 2.5: Diagrama em bloco de um sistema OFDM

As sequências de símbolos é convertida de série para paralelo, ou seja, separa em blocos de M símbolos $\{\mathbf{d}_l\}_{l=1}^M$. Cada símbolo deste bloco modula em fase e quadratura uma de M subportadoras ortogonais com frequência espaçadas de $\frac{1}{T_{OFDM}}$ [Hz]. O sinal transmitido $s_{OFDM}(t)$ é dado pela soma das M subportadoras

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{l=1}^M [i_l \cos(\omega_l t) + q_l \sin(\omega_l t)] \quad (2-1)$$

onde ω_l é a frequência angular da l -ésima subportadora.

O sinal recebido $r_{OFDM}(t)$ é submetido a um bloco de M correladores, fornecendo as estimativas

$$\hat{i}_l = \int_0^{T_{OFDM}} r_{OFDM}(t) \cos(\omega_l t) dt \quad (2-2)$$

$$\hat{q}_l = \int_0^{T_{OFDM}} r_{OFDM}(t) \sin(\omega_l t) dt \quad (2-3)$$

$$\hat{\mathbf{d}}_l = [\hat{i}_l, \hat{q}_l] \quad (2-4)$$

Note que como as subportadoras são ortogonais, tem-se na ausência de ruído, que $\hat{\mathbf{d}}_l = \mathbf{d}_l$, $l = 1, 2, \dots, M$ e o demodulador digital recupera em sua saída a sequência de $\mathcal{L} \times M$ bits de entrada.

O número de subportadoras determina o número de osciladores necessários para o sistema de transmissão e recepção, tornando inviável por causa da necessidade de manter o sincronismo de fase entre os osciladores, além disso o número de subportadoras que justifique o uso da técnica OFDM é da ordem de centenas de milhares. Como alternativa para esse problema é utilizado o par IDFT/DFT [15] que será apresentado na próxima seção.

2.2

Geração e detecção dos sinais por meio de IDFT/DFT

O diagrama de bloco do sistema de transmissão e recepção OFDM é apresentado na Figura 2.6. O vetor de dados de entrada b_l após passar pelo modulador digital forma o símbolo complexo $d_l = i_l + jq_l$.

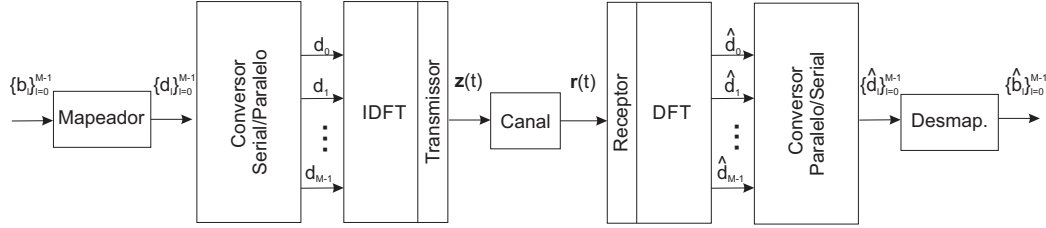


Figura 2.6: Diagrama em bloco de um sistema OFDM usando IDFT/DFT

Considerando o seu equivalente passa baixa o sinal OFDM em (2-1) pode ser expresso por:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{l=0}^{M-1} d_l e^{j2\pi(\frac{l}{T})t}, \quad 0 < t < T \quad (2-5)$$

Sendo M o número de portadoras, T a duração de um símbolo OFDM e $\{d_l\}$ denotando os símbolos mapeados na constelação de sinais da modulação escolhida. Note-se que se o sinal analógico $s_{OFDM}(t)$ é amostrado nos instantes $t = nT_s$, onde T_s é o inverso da taxa de símbolo, R_s , a sequência de amostras $\{X_n\}_{n=0}^{M-1}$ obtida corresponde a IDFT¹ do bloco de símbolos $\{d_l\}_{l=0}^{M-1}$

$$X_n = s_{OFDM}(nT_s) = \sum_{l=0}^{M-1} d_l e^{j2\pi l(\frac{n}{M})} = IDFT(d_l), n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2-6)$$

Assim, se a sequência $\{X_n\}_{n=0}^{M-1}$ de símbolos complexos é transmitida sequencialmente a uma taxa de R_s símbolos/segundos (via modulação fase-quadratura, por exemplo) e recuperada no receptor, o bloco de símbolos de informação pode ser recuperado aplicando-se a DFT² na sequência $\{X_n\}$ recebida:

$$\hat{d}_l = DFT(X_n) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} X_n e^{-j2\pi(\frac{ln}{M})} \quad (2-7)$$

$$\hat{d}_l = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{M-1} d_k e^{j\frac{2\pi}{M}(k-l)n} \quad (2-8)$$

¹A IDFT de uma dada sequência $\{X_l\}_{l=0}^{M-1}$ é dada por $x(n) = \sum_{l=0}^{M-1} X(l) e^{j2\pi l \frac{n}{M}}$, $n = 0, 1, \dots, M-1$.

²A DFT de uma dada sequência $\{x_n\}_{n=0}^{M-1}$ dada por $X(l) = \frac{1}{M} \sum_{n=0}^{M-1} x(n) e^{-j2\pi l \frac{n}{M}}$, $l = 0, 1, \dots, M-1$, onde o fator multiplicativo $\frac{1}{M}$ foi colocado apenas por conveniência sem perda de generalidade.

$$\hat{\mathbf{d}}_l = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} d_k \left(\sum_{n=0}^{M-1} \left[e^{j\frac{2\pi}{M}(k-l)} \right]^n \right), \quad (2-9)$$

usando o fato que $\sum_{n=0}^{M-1} \left[e^{j\frac{2\pi}{M}(k-l)} \right]^n = \begin{cases} M, & k = l \\ 0, & k \neq l \end{cases}$, resulta em

$$\hat{\mathbf{d}}_l = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} d_k \left[\frac{1 - e^{j\frac{2\pi}{M}(k-l)M}}{1 - e^{j\frac{2\pi}{M}(k-l)}} \right] = d_l \quad (2-10)$$

2.3

Intervalo de guarda – sistemas CP

Um das principais vantagens do uso da técnica OFDM é sua robustez contra o espalhamento de retardo do canal τ_{RMS} [14][16], que será melhor estudado no Capítulo 3. No entanto, o efeito deletério da ISI (*Intersymbol Interference*) é largamente determinado pela razão entre τ_{RMS} e o intervalo do símbolo transmitido T [18]. Com o uso da técnica OFDM, a duração do símbolo é dada por:

$$T = MT_s \quad (2-11)$$

Com o aumento da duração do símbolo por consequência ocorre o aumento da tolerância do sistema ao espalhamento do retardo do canal e a redução da ISI, no caso de sistemas OFDM a redução da interferência entre blocos (*IBI-Interblock Interference*) ou símbolos OFDM. Ainda para remover completamente qualquer IBI causada pelo multipercurso do canal um intervalo de guarda (T_g) é inserido entre os blocos OFDM [18], ou seja, projeta-se este intervalo de forma que as componentes de multipercurso de um símbolo OFDM não possam interferir na recepção do símbolo OFDM subsequente [14]. Este intervalo de guarda pode ser de dois tipos, o primeiro tipo é preenchido ciclicamente (*Cyclic Prefix*) e o segundo tipo de intervalo de guarda é preenchido por zeros (*ZP – Zero Padding*). Nessa dissertação iremos considerar apenas o CP. O Intervalo de guarda é formado por uma cópia cíclica da parte final do símbolo OFDM.

Após a inserção do prefixo cíclico a duração do símbolo OFDM passa a ser dada por [14]:

$$T_{OFDM} = T + T_g \quad (2-12)$$

O tempo de guarda (T_g) é geralmente escolhido maior que o espalhamento de retardo do canal τ_{RMS} [18]. Será inserido no início de cada símbolo OFDM um bloco de D cópias da parte final do símbolo OFDM dadas por:

$$D = \frac{T_g}{T_s} \quad (2-13)$$

Apesar do benefício em relação ao IBI, a inserção do prefixo ciclo tem

um custo, a diminuição da eficiência espectral e também a redução da SNR, que é dada por [1]:

$$SNR_{PERDA} = -10\log\left(1 - \frac{T_g}{T_s}\right) \quad (2-14)$$

3

Modelo discreto de transmissão de sinais OFDM

No capítulo anterior foi apresentado o modelo de transmissão e recepção do sinal OFDM. Na seção a seguir será apresentado o modelo discreto de transmissão e recepção OFDM, primeiro para recepção em canais semi-estáticos, ou seja, que não variam dentro do símbolo OFDM, e depois a recepção em canais que variam rapidamente no tempo, ou seja, variam a cada símbolo dentro do bloco OFDM. Ainda nesse capítulo serão apresentadas as características intrínsecas do canal de propagação.

3.1

Transmissão e recepção de sinais CP-OFDM

O equivalente em banda básica do sistema de transmissão OFDM completo é apresentado na Figura 3.1. O sistema pode ser dividido em seis etapas de transmissão, sendo eles: mapeamento, conversão serial-paralelo, Transformada Discreta Inversa de Fourier (IDFT), inserção de prefixo cíclico, conversão paralelo-serial e conversão digital-analógico. De modo análogo, etapas equivalentes são realizadas na recepção, com o intuito de recuperar o sinal proveniente do canal.

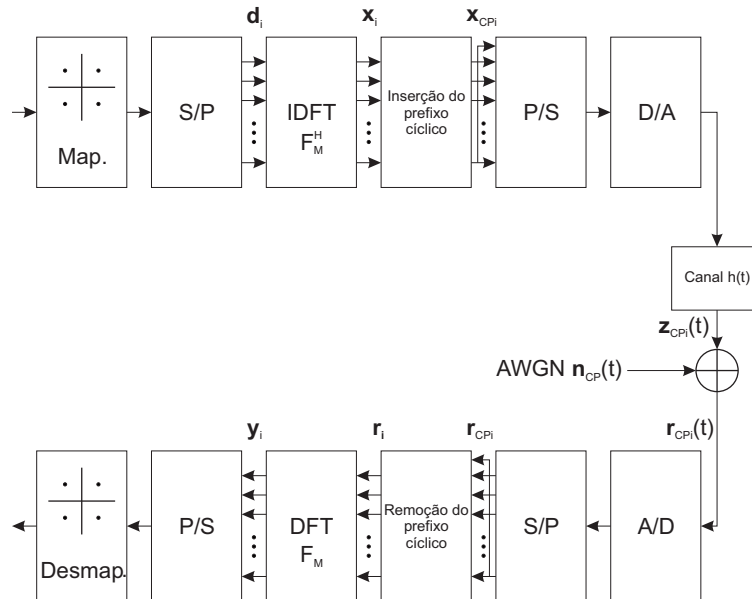


Figura 3.1: Sistema de transmissão OFDM

3.1.1

Transmissão de sinais CP-OFDM

Na transmissão os bits provenientes da fonte binária são mapeados de acordo com a constelação associada ao esquema de modulação escolhido. Por uma questão de conveniência de notação, os índices de tempo serão suprimidos temporariamente. O sistema de transmissão simplificado é apresentado na Figura 3.2. Após o mapeamento a sequência de símbolos é subdividida em blocos OFDM cada um contendo M símbolos de informação.

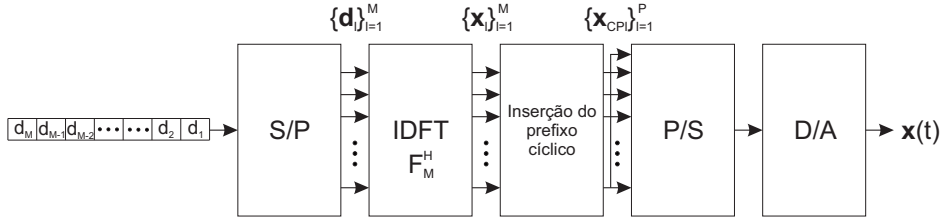


Figura 3.2: Sistema de transmissão simplificado

Após a conversão série-paralelo o bloco OFDM é submetido a IDFT que na prática é implementada utilizando o algoritmo IFFT (Transformada Rápida de Fourier Inversa) [14]. Essa operação matemática consiste em multiplicar cada um dos blocos OFDM pela matriz da \mathbf{F}_M^H , de dimensão $M \times M$, cujos elementos são dados por

$$F_{m,k}^H = \frac{1}{\sqrt{M}} e^{j2\pi \frac{mk}{M}} \quad (3-1)$$

A IDFT e a inserção do prefixo cíclico ocorrem na mesma operação matemática. 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

$$\mathbf{F}_{CP} = \begin{bmatrix} \overline{\mathbf{F}_M^H} \\ \mathbf{F}_M^H \end{bmatrix}. \quad (3-2)$$

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

$$\mathbf{x}_{CPi} = \mathbf{F}_{CP} \mathbf{d}_i. \quad (3-3)$$

Para a transmissão do sinal pelo canal deve-se realizar uma conversão paralelo-série no bloco \mathbf{x}_{CPi} e em seguida a conversão de digital para analógico. No conversor D/A é utilizado um filtro formatador (do tipo raiz quadrada de cosseno levantado, por exemplo) como ilustrado na Figura 3.3.

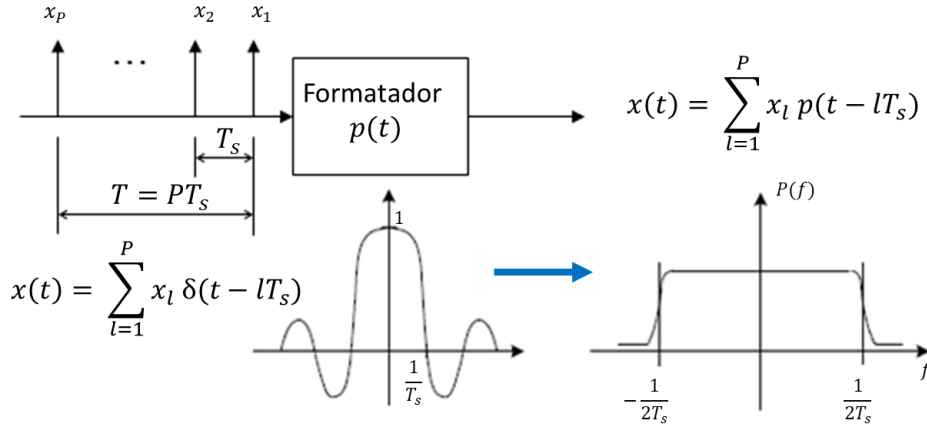


Figura 3.3: Conversor Digital-Analógico

Para descrever o esquemático de recepção, inicialmente será considerado, para fins didáticos, o modelo de canal semi-estático. Em seguida, o modelo de canal que varia rapidamente no tempo, objetivo deste trabalho, será detalhado.

3.1.2

Recepção de sinais CP-OFDM em canais semi-estático

Ao canais semi-estáticos considera-se que o sistema CP-OFDM pode sofrer variações de canal a cada bloco CP-OFDM. Nessa subseção os índices de tempo serão novamente suprimidos. A Figura 3.4 ilustra o equivalente discreto do sistema de recepção em diagrama de blocos.

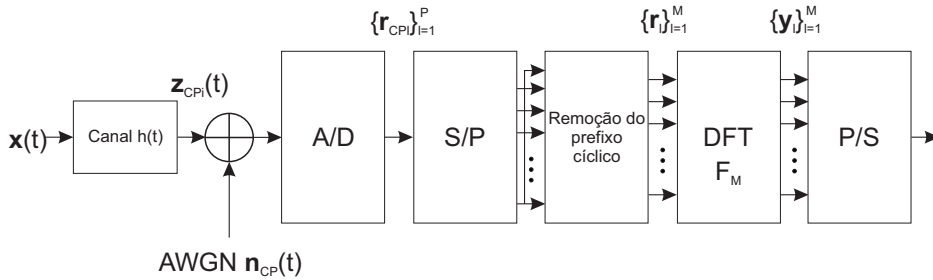


Figura 3.4: Equivalente discreto do sistema de recepção em diagrama de blocos

A matriz de canal \mathbf{H} considerada para o caso de sistemas semi-estáticos é a matriz de convolução discreta associada a resposta impulsional, $h(t)$, do equivalente em banda básica do canal passa-faixa de transmissão. Se $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \cdots \ h_{L-1}]^T$ é a resposta impulsional do canal com L amostras (filtro FIR), ou seja

$$h_j = h(t)|_{t=jT_s}, \quad j = 0, \dots, L-1, \quad (3-4)$$

então \mathbf{H} é uma matriz Toeplitz de dimensão $P \times P$, dada por

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ h_1 & h_0 & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & h_1 & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & 0 \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & h_{L-1} & \cdots & h_1 & h_0 \end{bmatrix}_{P \times P} \quad (3-5)$$

Assim, após passar pelo filtro o vetor de sinal recebido assume a forma

$$\mathbf{z}_{\text{CPi}} = \mathbf{H}\mathbf{x}_{\text{CPi}}. \quad (3-6)$$

Na prática, o número de amostras do canal deve ser menor do que o comprimento do prefixo cíclico ($L-1 \leq D$). A transmissão de símbolos OFDM é feita de forma contínua logo, devido à presença do canal, considera-se que há superposição entre os símbolos CP-OFDM recebidos. Originando a chamada interferência entre blocos (*Inter Block Interference* - IBI). Neste caso o vetor de sinal recebido é reescrito na forma

$$\mathbf{z}_{\text{CPi}} = \mathbf{H}\mathbf{x}_{\text{CPi}} + \mathbf{H}_{\text{IBI}}\mathbf{x}_{\text{CPi-1}}, \quad (3-7)$$

onde \mathbf{H}_{IBI} é uma matriz Toeplitz triangular superior de dimensão $P \times P$, que representa a incidência de IBI, dada por

$$\mathbf{H}_{\text{IBI}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & h_{L-1} & \ddots & \vdots \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-2} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \end{bmatrix}_{P \times P} \quad (3-8)$$

Após o filtro, é adicionado o vetor de ruído $\mathbf{n}_{\text{CPi}} = [n_1^{(i)} \dots n_P^{(i)}]^T$, cujas componentes são dadas por

$$n_j^{(i)} = n(t) \Big|_{t=iP+jT_s}, \quad j = 0, \dots, P. \quad (3-9)$$

Portanto o sinal recebido na saída do conversor analógico-digital pode ser

representado por

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_{\text{CPi}} &= \mathbf{z}_{\text{CPi}} + \mathbf{n}_{\text{CPi}} \\ \mathbf{r}_{\text{CPi}} &= \mathbf{H}\mathbf{F}_{\text{CP}}\mathbf{d}_i + \mathbf{H}_{\text{IBI}}\mathbf{F}_{\text{CP}}\mathbf{d}_{i-1} + \mathbf{n}_{\text{CPi}},\end{aligned}\quad (3-10)$$

onde \mathbf{r}_{CPi} é um vetor de dimensão $P \times 1$. O passo seguinte consiste na remoção do prefixo cíclico de cada bloco OFDM, como representado abaixo

$$\mathbf{r}_i = [\mathbf{0}_{M \times D} \quad \mathbf{I}_{M \times M}] \mathbf{r}_{\text{CPi}}, \quad (3-11)$$

onde $\mathbf{0}_{M \times D}$ é uma matriz de dimensão $M \times D$ preenchida de zeros. Como \mathbf{H}_{IBI} é uma matriz triangular superior e como número de amostras do canal é menor do que o comprimento do prefixo cíclico ($L \leq D$), o segundo termo em (3-10) é removido junto com o CP, o vetor \mathbf{r}_i em (3-11) pode ser expresso por

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{Circ}_M(\mathbf{h})\mathbf{F}_M^H \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_i \quad (3-12)$$

onde $\mathbf{Circ}_M(\mathbf{h})$ é a matriz circulante $M \times M$ dada por

$$\mathbf{Circ}_M(\mathbf{h}) = \begin{bmatrix} h_0 & 0 & \cdots & 0 & h_{L-1} & \cdots & h_1 \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 & 0 & \ddots & \vdots \\ h_{L-2} & \ddots & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & h_{L-2} \\ h_{L-1} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & h_{L-1} \\ 0 & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & h_{L-1} & h_{L-2} & \cdots & h_0 \end{bmatrix}_{M \times M} \quad (3-13)$$

e o vetor de ruído

$$\mathbf{n}_i = [n_1^{(i)} \dots n_M^{(i)}]^T. \quad (3-14)$$

Posteriormente é aplicada a FFT no sinal \mathbf{r}_i , resultando em

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{F}_M \mathbf{Circ}_M(\mathbf{h}) \mathbf{F}_M^H \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{1i} \quad (3-15)$$

Pela propriedade conhecida da matriz circulante, ela pode ser diagonalizada quando multiplicada por matrizes FFT [4][25]. Assim, o sinal em (3-15) pode ser expresso por

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{D}_M(\widetilde{\mathbf{h}}_M) \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{1i} \quad (3-16)$$

Sendo $\mathbf{D}_M(\cdot)$ uma matriz diagonal contendo em sua diagonal principal a resposta de frequência do equivalente discreto do canal:

$$\widetilde{\mathbf{h}}_M = \sqrt{M} \mathbf{F}_M \mathbf{h}_0 \quad (3-17)$$

Sendo \mathbf{h}_0 a primeira coluna da matriz em (3-13), ou seja \mathbf{h}_0 denota a resposta ao impulso discreta do canal, \mathbf{h} , completada com zeros. Ainda em (3-15), tem-se

$\mathbf{n}_{1i} = \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i$. Ressalta-se que as características do ruído não são alteradas pela multiplicação da matriz \mathbf{F}_M . Ou seja, \mathbf{n}_{1i} continua sendo um vetor de ruído gaussiano branco de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{n1} = \sigma^2 \mathbf{I}$. A vantagem dessa aplicação vem da matriz circulante do canal $\mathbf{Circ}_M(\mathbf{h})$ que aproveita a FFT para produzir um conjunto de subcanais de desvanecimento plano que podem ser facilmente equalizados [5]. Com o diagrama de blocos do sistema OFDM detalhado, será introduzido o modelo de canal com variações rápidas no tempo que é objeto de estudo dessa dissertação.

3.1.3

Recepção de sinais CP-OFDM em canais que variam rapidamente no tempo

Neste modelo, é considerado que o canal pode variar de símbolo para símbolo dentro de um bloco CP-OFDM. Desta forma, a matriz \mathbf{H} (Equação 6-3) não é mais dada por uma matriz Toeplitz, e sim constituída de respostas ao impulso do canal que variam a cada coluna da matriz. É importante notar a diferença em relação ao modelo de canal semi-estático, em que há a repetição de elementos ao longo das diagonais da matriz.

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_0^{(iP)} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ h_1^{(iP)} & h_0^{(iP+1)} & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & h_1^{(iP+1)} & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & 0 \\ h_{(L-1)}^{(iP)} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & h_{(L-1)}^{(iP+1)} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & h_1^{(iP+P-2)} & h_0^{(iP+P-1)} \end{bmatrix}_{P \times P} \quad (3-18)$$

Serão desconsiderados os efeitos de \mathbf{H}_{IBI} , pois como visto na subseção anterior a parcela correspondente a IBI é eliminada com CP . Logo o vetor de sinal \mathbf{z}_{CPi} , de dimensão $P \times 1$, é expresso por

$$\mathbf{z}_{CPi} = \mathbf{H}_i \mathbf{x}_{CPi}, \quad (3-19)$$

e o sinal recebido a ser processado no receptor é dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{r}_{CPi} &= \mathbf{z}_{CPi} + \mathbf{n}_{CPi} \\ \mathbf{r}_{CPi} &= \mathbf{H}_i \mathbf{F}_{CP} \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{CPi} \\ \mathbf{r}_{CPi} &= \mathbf{V}_{CPi} \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{CPi} \end{aligned} \quad (3-20)$$

onde \mathbf{n}_{CPi} é um vetor de ruído gaussiano branco. De modo análogo ao modelo semi-estático, será removido o CP do sinal de acordo com (3-11), resultando

em

$$\mathbf{r}_i = \mathbf{V}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_i \quad (3-21)$$

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

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \mathbf{F}_M \mathbf{V}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i \\ \mathbf{y}_i &= \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i \end{aligned} \quad (3-22)$$

Como a matriz \mathbf{H}_i em (6-3) não é Toeplitz a matriz $\mathbf{B}_i = \mathbf{F}_M \mathbf{V}_i$, doravante referida como matriz de recepção, não resulta mais numa 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 . A seção a seguir considera modelos de canais de propagação rádio móvel que embasam a caracterização da matriz \mathbf{H} utilizada nesta dissertação.

3.2

Modelagem dos Canais de Propagação

Em sistemas de telecomunicações o sinal transmitido sofre diversas perdas devido a características intrínsecas do meio de transmissão em que o sinal se propaga, comprometendo a qualidade do sinal recebido. Em sistemas de comunicações sem fio o desempenho do sistema está diretamente ligado a característica do meio de transmissão, denominado canal de comunicação. O caminho entre o transmissor e o receptor móvel pode apresentar uma condição de visibilidade direta, ou uma severa obstrução, deixando o canal rádio móvel extremamente aleatório, o que torna difícil a análise do mesmo. Essas perdas da intensidade do sinal são causadas principalmente por ruído gaussiano branco, interferência intersimbólica e desvanecimento. O desvanecimento é em geral separado por escala, podendo ser pequena ou larga, como apresentado na Figura 3.5.

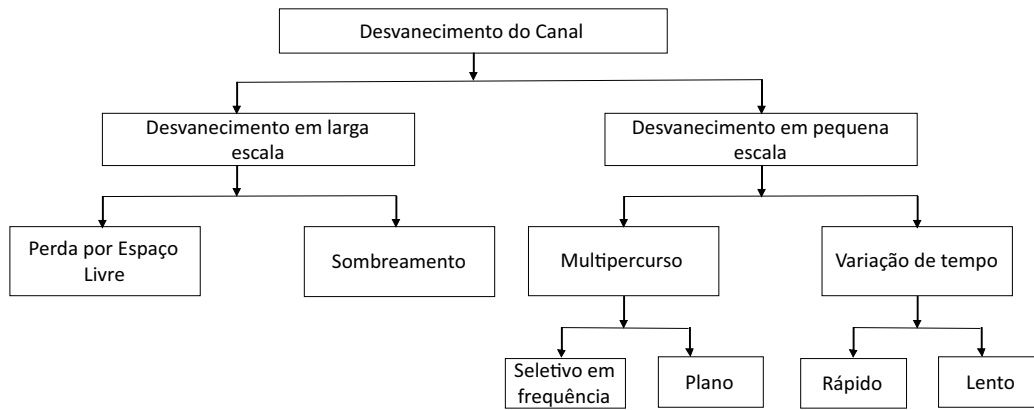


Figura 3.5: Classificação de desvanecimento de canal

O desvanecimento em larga escala está relacionado a características de propagação que manifestam seus efeitos no sinal ao longo de médias e grandes distâncias, comparadas com o comprimento de onda [20], está relacionado com o efeito do ambiente e do relevo do canal. O desvanecimento em pequena escala é causado pelo comportamento aleatório das componentes do sinal que chegam ao receptor, verificado a curtas distâncias ou pequenos intervalos de tempo [20], causando rápidas variações na amplitude do sinal. O efeito causado no sinal é mostrado na Figura 3.6, sendo possível observar a variações lentas sofridas pelo desvanecimento de larga escala e a variação rápida pelo de pequena escala.

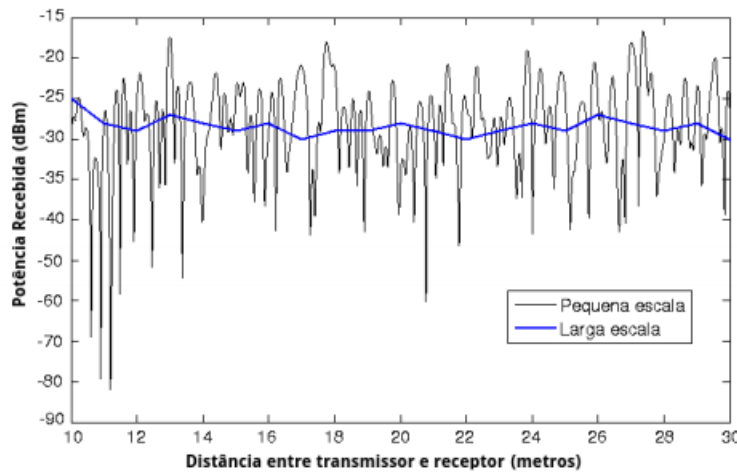


Figura 3.6: Desvanecimento em pequena e larga escala

Nas próximas subseções serão apresentados de forma qualitativa e matemática os tipos de desvanecimentos considerados para sistema móvel sem fio.

3.2.1

Desvanecimento em larga escala

O desvanecimento em larga escala considera a variação da potência média do sinal para grandes distâncias de separação entre transmissor e receptor [5][14]. Nesta seção será apresentado o modelo de propagação para o cálculo do sombreamento.

3.2.1.1

Sombreamento

O sombreamento ocorre quando o sinal é obstruído devido as características do ambiente. Quando obstruído, o sinal chega ao receptor basicamente através de difração e espalhamento, e a amplitude do sinal assim recebido segue uma função de distribuição normal (Gaussiana) [21], dada por:

$$p_{normal}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2} \quad (3-23)$$

Sendo μ a media que mostra onde está centrada a curva de Gauss e σ o desvio-padrão.

3.2.2

Desvanecimento em pequena escala

O desvanecimento em pequena escala considera variações rápidas sofridas pelo sinal. Nesta seção será apresentado o modelo de propagação para o cálculo do multipercurso.

3.2.2.1

Multipercurso

O efeito do multipercurso corresponde aos vários percursos que o sinal pode percorrer até chegar na estação móvel, sem ser por visada direta, no caso por difração e reflexão. Assim ocasionando uma série de réplicas do sinal transmitido, alterando a amplitude e fase do sinal recebido. Quando o sinal recebido tem visada direta (LOS) com a antena de transmissão, ou seja, uma componente dominante em relação as outras recebidas por multipercurso, ele fica bem caracterizado pela distribuição de *Rice* [22], dada por:

$$p_{rice}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x^2 + \mu^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{x\mu}{\sigma^2}\right) \quad (3-24)$$

Onde $I_0(.)$ é a função de Bessel modificada de primeira espécie, onde μ é a média e σ^2 é variância do sinal. No entanto, em áreas urbanas o recep-

tor encontra-se geralmente abaixo das edificações, portanto não tendo visada direta (NLOS) entre a transmissão e receptor, não existindo mais um componente dominante na recepção, sendo constituído apenas pelas componentes referentes ao multipercurso. A Figura 3.7 mostra o ambiente de propagação urbana.

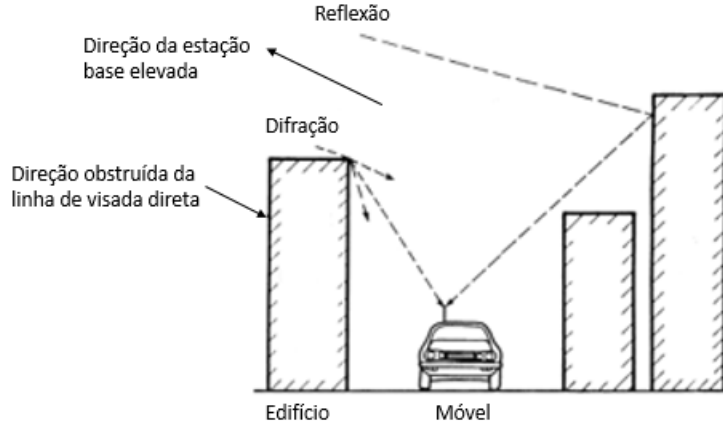


Figura 3.7: Fenômeno do multipercurso

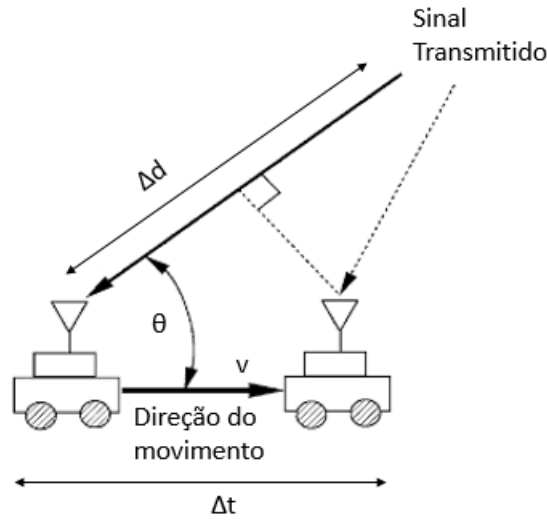
Nesse caso a distribuição de Rice não descreve mais o envelope do sinal recebido. Sendo caracterizado por um caso particular da densidade de probabilidade Rice que é a densidade de *Rayleigh* que $\mu = 0$.

$$p_{\text{Rayleigh}}(x) = \frac{x}{\sigma^2} e^{\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right)}, \quad x \geq 0 \quad (3-25)$$

Em sistemas móveis deve-se levar em consideração o movimento relativo do receptor, que causará um deslocamento de frequência devido ao efeito *Doppler*, a frequência do sinal recebido passa a ser [22]:

$$f = f_c + f_d \quad (3-26)$$

Onde f é a frequência recebida pelo receptor, f_c é a frequência do sinal transmitido e f_d é o deslocamento *Doppler*. A geometria associada ao deslocamento Doppler pode ser observado na Figura 3.8 [23], onde θ é o ângulo de chegada do sinal no receptor, v a velocidade do receptor, λ o tamanho do comprimento de onda, Δd é a distância que o sinal precisa percorrer até o receptor e Δt o tempo de deslocamento do receptor.

Figura 3.8: Geometria associada ao deslocamento *Doppler*

A distância que o sinal precisa percorrer é dada por :

$$\Delta d = v \Delta t \cos(\theta) \quad (3-27)$$

A fase muda pela diferença de comprimento de caminho e é dada por:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos(\theta) \quad (3-28)$$

A frequência de *Doppler* é obtida de acordo com a relação entre a frequência do sinal e a fase que é dada por:

$$\begin{aligned} f_d &= \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} \cos(\theta) \\ f_d &= \frac{v}{\lambda} \cos(\theta) \end{aligned} \quad (3-29)$$

3.2.3

Sistema variante no tempo

O canal de rádio móvel pode ser caracterizado pela resposta ao impulso do canal variante no tempo $h(t, \tau)$ ou pela função de transferência $H(t, f)$, onde $h(t, \tau)$ consiste numa série de versões atenuadas, atrasadas e defasadas, do sinal original então a resposta impulsiva em banda base de um canal multipercurso pode ser expressa por [22]:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{L-1} a_i(t, \tau) e^{j(2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))} \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (3-30)$$

Sendo $h_i(t, \tau) = a_i(t, \tau)e^{j(2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))}$ e $a_i(t, \tau)$ a amplitude, $\phi_i(t, \tau)$ a fase e $\tau_i(t)$ os atrasos no instante t . A Figura 3.9 mostra a resposta ao impulso de uma canal multipercurso.

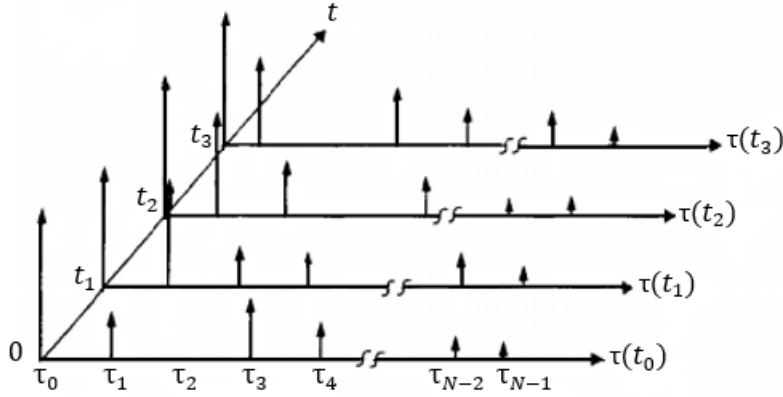


Figura 3.9: Resposta ao impulso de um canal multipercurso

Se a resposta impulsiva do canal é invariante no tempo, ou pelo menos estacionária no sentido amplo em um curto intervalo de tempo, então a resposta ao impulso do canal pode ser simplificada como[22]:

$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{L-1} h_i(\tau) \delta(\tau - \tau_i) \quad (3-31)$$

A Figura 3.10 mostra a resposta ao impulso de uma canal multipercurso estacionário.

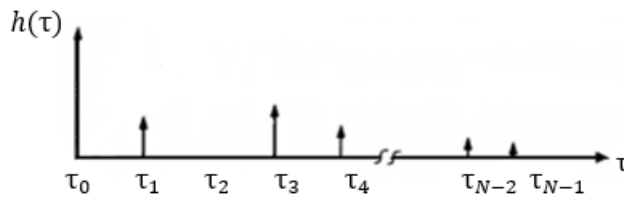


Figura 3.10: Resposta ao impulso de um canal multipercurso estacionário

A medição ou predição de $h(\tau)$ é feita utilizando-se um pulso de teste $p(t)$ que aproxime a função impulso no transmissor, isto é $p(t) = \delta(t - \tau_i)$. Dois parâmetros importantes para caracterizar o multipercurso são: retardo médio ($\bar{\tau}$) e o espalhamento de retardo do canal (τ_{RMS}). Eles são definidos em relação ao perfil de potência do retardo, que representa a potência média associada a

um determinado atraso de multipercurso e é facilmente medido empiricamente [23]. A Figura 3.11 mostra o perfil de potência do retardo.

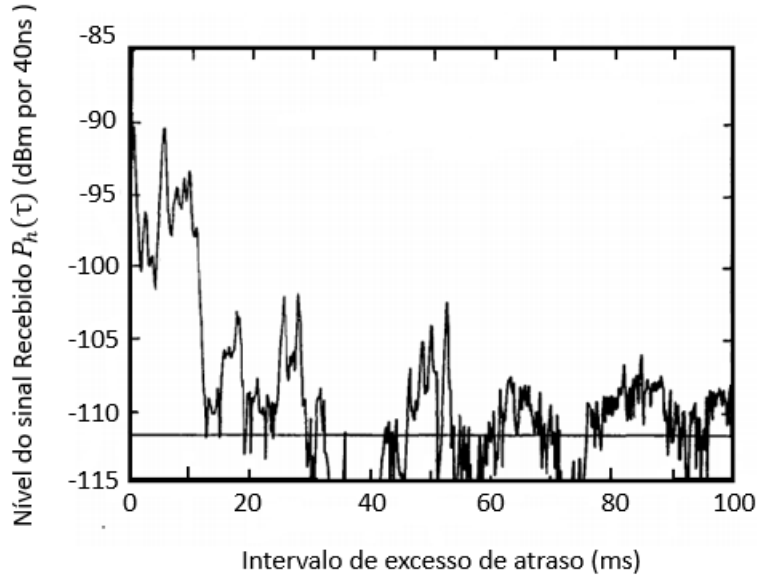


Figura 3.11: Perfil de potência do retardo

O retardo médio é definido como o primeiro momento do perfil de potência do retardo [22]:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=0}^{L-1} P(\tau_i) \tau_i}{\sum_{i=0}^{L-1} P(\tau_i)} = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} \tau P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau} \quad (3-32)$$

onde $P(\tau_i)$ é o nível do sinal recebido. O espalhamento de retardo do canal (τ_{RMS}) é definido como a raiz quadrada do segundo momento central do perfil de potência do retardo [22]:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=0}^{L-1} P(\tau_i) \tau_i^2}{\sum_{i=0}^{L-1} P(\tau_i)} - \bar{\tau}^2} = \sqrt{\frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (\tau - \bar{\tau})^2 P(\tau) d\tau}{\int_{-\infty}^{+\infty} P(\tau) d\tau}} \quad (3-33)$$

Outro parâmetro importante para o canal rádio móvel é a banda de coerência. O conceito de banda de coerência é uma relação baseada no espalhamento de retardo do canal (τ_{RMS}). A banda de coerência é uma medida estatística da faixa de frequências na qual o canal pode ser considerado “plano”, isto é, com aproximadamente ganho constante e fase linear. Em outras palavras, a banda de coerência representa a faixa de frequência do canal na qual duas componentes de frequência têm uma grande probabilidade de terem suas amplitudes correlatadas [22]. A banda de coerência pode ser aproximada por[?]:

$$B_c \approx \frac{1}{\tau_{MAX}} \quad (3-34)$$

O multipercurso pode ser classificado como plano ou seletivo em frequência dependendo do tamanho da banda do sinal em relação a banda coerente. Se o canal possui ganho constante e resposta em fase linear em uma faixa de frequência menor do que a largura de banda do sinal a ser transmitido, então este sinal ao atravessar o canal irá sofrer o que chamamos de desvanecimento seletivo [22][16].

$$B_s > B_c \quad (3-35)$$

Logo, se as componentes de frequências sofrerem alterações diferentes umas das outras distorcendo o sinal, como mostrado na Figura 3.12.

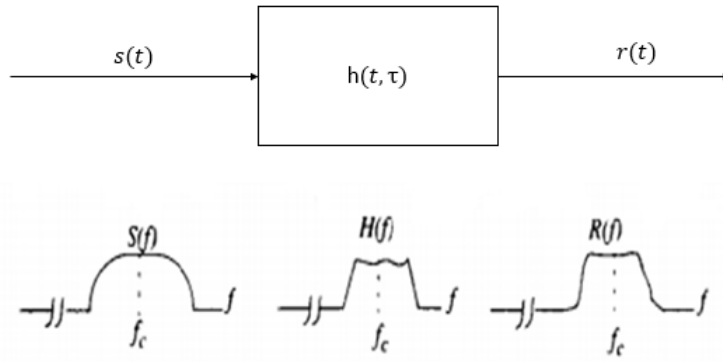


Figura 3.12: Espectro de transmissão do canal com desvanecimento seletivo em frequência

A seletividade do canal acontece pela dispersão temporal dos símbolos, fato que em sistemas digitais gera interferência intersimbólica (ISI). Esta interferência é a sobreposição no tempo dos símbolos próximos pelo alargamento do pulso transmitido. Assim, os símbolos anteriormente transmitidos têm efeito sobre o símbolo atual, aumentando a taxa de erro de bit [19]. Agora são levados em consideração o espalhamento de retardo do canal e as estatísticas de retardo, no caso do canal com desvanecimento seletivo, sua resposta impulsiva é dada pela Equação 3-31 e pela Figura 3.10 [16].

Por outro lado, se o canal possui ganho constante e resposta em fase linear em uma faixa de frequência maior do que a largura de banda do sinal a ser transmitido, então este sinal ao atravessar o canal sofre o que chamamos de desvanecimento plano [22][16], ou seja, se a banda de coerência for maior que a banda do sinal o desvanecimento é plano.

$$B_s < B_c \quad (3-36)$$

as características do canal com desvanecimento plano são mostradas na Figura 3.13, as características do espectro de transmissão são preservadas, ocorrendo apenas flutuações do ganho devido ao multipercurso [22].

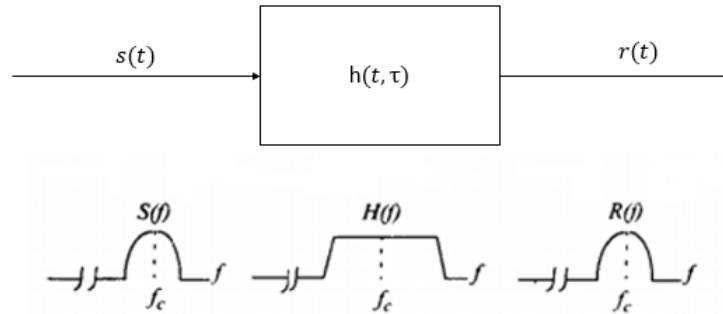


Figura 3.13: Espectro de transmissão do canal com desvanecimento plano

Como o espalhamento de retardo do canal é desprezível se comparado ao intervalo do símbolo ($T_s \gg \tau_{RMS}$), a resposta impulsiva do canal pode ser representada conforme a Figura 3.14[16]. Portanto, em transmissão em faixa estreita, ocorrerá somente a manifestação do espalhamento *Doppler*, tendo uma dispersão no domínio da frequência e seletividade no tempo, dado pelo desvanecimento Rayleigh.

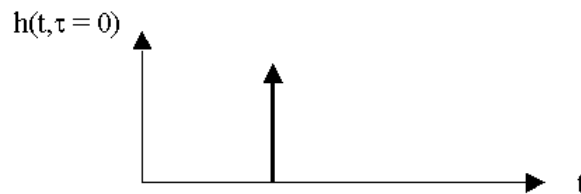


Figura 3.14: Resposta impulsiva do canal em faixa estreita

Um modelo para caracterizar o espalhamento Doppler é o modelo de desvanecimento plano introduzido por Clarke [22][26], ou seja ele caracterizou estatisticamente o campo eletromagnético do sinal recebido em um terminal móvel através de um processo de espalhamento, expresso pela Equação 3-37

$$S(f) = \frac{1,5}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_c}{f_d} \right)^2}} \quad (3-37)$$

Onde $|f| \leq f_d$. Considerando os sinais no domínio do tempo, a saída do filtro vai ser dada pela convolução[22]:

$$z(t) = x(t) \otimes h(t, \tau) \quad (3-38)$$

O símbolo \otimes indica a operação de convolução. A operação de convolução pode ser expressa da seguinte forma:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (3-39)$$

Para sistema causal a equação reduz para:

$$z(t) = \int_{-\infty}^t x(t - \tau) h(t, \tau) d\tau \quad (3-40)$$

Logo $z(t)$ pode ser escrito como:

$$z(t) = \sum_{i=0}^{L-1} x(t - i\Delta\tau) h(t, i\Delta\tau) \Delta\tau \quad (3-41)$$

Onde $x(t)$ é o sinal de entrada e $h(t, \tau)$ é a resposta ao sistema num instante t , devido a um impulso aplicado em $t - \tau$. A Equação 3-41 correspondendo a representação física do canal com L multipercursos através de uma linha densa de retardos (*Tapped Delay Line-TDL*), onde a entrada $x(t)$ é inicialmente atrasada e posteriormente multiplicada pelo ganho (W) de cada espalhador elementar [20] como mostrado na Figura 3.15.

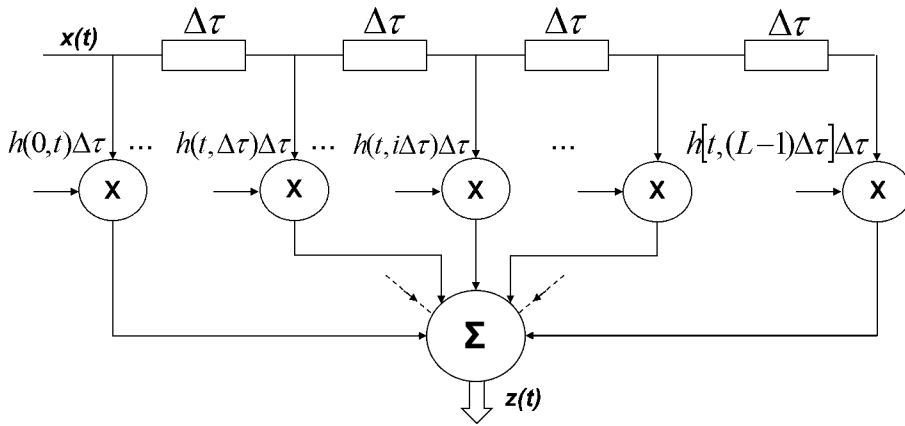


Figura 3.15: Filtro transversal

Na próxima seção será apresentado o canal de propagação utilizado nesta dissertação.

3.2.4 Modelagem do Canal de Propagação

Nesta dissertação, o canal de propagação estudado considera os efeitos do desvanecimento de pequena escala, ou seja, considera o efeito de multipercurso variante no tempo, conforme mostrado na Figura 3.9 e resposta do

canal de propagação ao impulso expressa pela Equação 3-30. Como abordado na subseção anterior o multipercurso pode sofrer com o desvanecimento plano e seletividade em frequência, nesta dissertação serão considerados apenas a seletividade em frequência e efeito *Doppler*. A variância de cada ganho, assim como os retardos, é geralmente determinada por meio de medidas de propagação [26][16]. Os coeficientes de um canal variante, que serão usados para montar a matriz \mathbf{H} , são calculados através da geração de variáveis aleatórias complexas gaussianas ($\alpha_i(n)$), obtidas através da filtragem de um ruído gaussiano branco complexo por um filtro $F(f)$, cuja função de transferência é dada pela Equação 3-37, sendo geradas sequências de variáveis aleatórias de Rayleigh correlatadas e com $E[|\alpha(n)|] = 1$ e pesos normalizados (p_i), sendo expressos pela Equação 3-42.

$$h_i(n) = p_i \alpha_i(n) \quad (3-42)$$

Onde $i = 0, 1, \dots, L - 1$. A rapidez do desvanecimento atuante no canal é expressa pelo produto $f_d T_s$. A rapidez em cada bloco OFDM pode ser calculado de forma análoga através do produto:

$$f_d T_{ofdm} = P f_d T_s = (M + D) f_d T_s \quad (3-43)$$

A classificação do canal dependerá da rapidez de desvanecimento do símbolo OFDM, podendo ser classificado de 2 formas, sendo elas: Fixo ou variante no tempo. Fixo quando não há variações temporais durante o intervalo de duração T_{ofdm} , ou seja as componentes do canal (h_i) são as mesmas para todos os blocos OFDM. E variante no tempo podendo considerar dois casos o semi-estático e com variações rápidas no tempo, sendo o segundo o objeto de estudo dessa dissertação. No entanto, os dois casos foram abordados na seção anterior, com o objetivo de mostrar a diferença entre eles. O canal variante no tempo considerado semi-estático é quando as componentes do canal mudam a cada bloco OFDM, ou seja, quando a variação do canal for suficientemente lenta ($f_d T_{ofdm}$ reduzido e.g. 10^{-5} , 10^{-4}) de modo que não haja variações significativas no canal durante um período T_{ofdm} de um símbolo OFDM [16]. E as variações rápidas quando as componentes do canal mudam a cada símbolo dentro do bloco OFDM, ou seja, quando a variação do canal for suficientemente rápida ($f_d T_{ofdm}$ reduzido e.g. 10^{-3} , 10^{-2}) de modo que haja variações significativas no canal durante um período T_{ofdm} de um símbolo OFDM.

4

Técnicas de detecção para sistemas OFDM

Este capítulo apresenta as técnicas de detecção passíveis de utilização em sistemas OFDM com canais que variam rapidamente no tempo. Inicialmente são apresentadas técnicas tradicionais, e em seguida técnicas mais elaboradas de equalização e detecção são propostas.

4.1

Técnicas básicas para a detecção em sistemas OFDM

Nesta seção são apresentados os tipos tradicionais de equalização e detecção sub-ótimos usados para sistema OFDM: filtro casado (MF), Zero Forcing (ZF) e a de mínimo erro quadrático médio (MMSE), sendo nessas duas últimas necessária a inversão de matriz. Antes será descrito o detector ótimo ML, ou seja aquele que minimiza a probabilidade de erro quando os símbolos transmitidos são equiprováveis, consequentemente, o detector que tem o melhor desempenho. No entanto seu uso é inviável devido ao alto custo computacional. O sinal OFDM recebido, como mostrado no Capítulo 3, é descrito por (3-22), que é repetida aqui por conveniência

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_i &= \mathbf{F}_M \mathbf{V}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i \\ \mathbf{y}_i &= \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{1i} \end{aligned} \quad (4-1)$$

Onde $\mathbf{B}_i = \mathbf{F}_M \mathbf{V}_i$ e $\mathbf{n}_{1i} = \mathbf{F}_M \mathbf{n}_i$.

4.1.1

Detector ótimo

4.1.1.1

Detecção de máxima verossimilhança

O detector que minimiza a probabilidade de erro na detecção do vetor de símbolo \mathbf{d}_i é o detector de máxima probabilidade a posteriori (MAP), dado

por

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{d}}_{MAP} &= \underset{\mathbf{d}_i}{\operatorname{argmax}} P(\mathbf{d}_i|\mathbf{B}_i, \mathbf{y}_i) \\ \hat{\mathbf{d}}_{MAP} &= \underset{\mathbf{d}_i}{\operatorname{argmax}} p(\mathbf{y}_i|\mathbf{B}_i, \mathbf{d}_i)P(\mathbf{d}_i)\end{aligned}\quad (4-2)$$

onde $\mathbf{P}(\mathbf{d}_i)$ denota a probabilidade a priori de transmissão do vetor \mathbf{d}_i e $p(\mathbf{y}_i|\mathbf{B}_i, \mathbf{d}_i)$ é a densidade de probabilidade condicional da observação \mathbf{y}_i , levando-se em consideração que \mathbf{n}_{1i} é vetor de ruído gaussiano branco, tem-se que

$$p(\mathbf{y}_i|\mathbf{B}_i, \mathbf{d}_i) = \frac{1}{\pi\sigma_n^2} e^{-\frac{\|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i\mathbf{d}_i\|^2}{\sigma_n^2}} \quad (4-3)$$

Usando o fato que a função $\ln(\cdot)$ é crescente podemos reescrever a regra de decisão MAP como

$$\hat{\mathbf{d}}_{MAP} = \underset{\mathbf{d}}{\operatorname{argmax}} \sigma_n^2 \ln P(\mathbf{d}_i) - \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i\mathbf{d}_i\|^2 \quad (4-4)$$

Para cenários em que as probabilidades de transmissão a priori dos possíveis vetores de símbolos são iguais (equiprováveis), como considerado no presente trabalho, o detector MAP reduz-se a um detector de máxima verossimilhança (ML) que no presente caso corresponde a um detector de mínima distância:

$$\hat{\mathbf{d}}_{ML} = \underset{\mathbf{d}_i}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i\mathbf{d}_i\|^2 \quad (4-5)$$

4.1.2

Detector sub-ótimo

4.1.2.1

Detecção utilizando Filtro Casado

O objetivo principal do filtro casado é reduzir a componente de ruído e aumentar o componente de sinal no mesmo instante [10], ou seja, maximizar a SNR média [28]. Entretanto, não trata da interferência gerada entre os outros símbolos. Nesta técnica de detecção o sinal recebido é multiplicado por:

$$\mathbf{P}_{MF} = \mathbf{B}_i^H \quad (4-6)$$

e, portanto,

$$\mathbf{z}_{MF} = \mathbf{P}_{MF}\mathbf{y}_i \quad (4-7)$$

resultando de (4-1)

$$\begin{aligned}\mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{A}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i}\end{aligned}\quad (4-8)$$

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

$$\hat{\mathbf{d}}_{MF} = \mathbf{Q}(\text{diag}^{-1}(\mathbf{A}_i) \mathbf{z}_{MF}) \quad (4-9)$$

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, (4-9) simplifica para $\hat{\mathbf{d}}_{MF} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{MF})$.

4.1.2.2

Detecção Zero Forcing

O banco de equalizadores Zero Forcing (ou ZF) é um banco de filtros lineares que 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 [2][29], assim minimizando a interferência entre símbolos. Ele realiza isso empregando a matriz pseudo inversa de Moore – Penrose, sendo uma generalização da matriz inversa.

$$\mathbf{P}_{ZF} = (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \quad (4-10)$$

Sendo o sinal agora expresso por:

$$\mathbf{z}_{ZF} = \mathbf{P}_{ZF} \mathbf{y}_i \quad (4-11)$$

Substituindo temos:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{ZF} &= (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}_{ZF} &= \mathbf{d}_i + \mathbf{n}_{2i} \end{aligned} \quad (4-12)$$

onde $\mathbf{n}_{2i} = (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i}$. Quando o determinante da matriz $(\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i)$ assume valores pequenos, o resultado da multiplicação acaba por amplificar a potência do ruído aditivo, resultando em um pior desempenho [24].

Por fim, o vetor de símbolos detectados é dado por

$$\hat{\mathbf{d}}_{ZF} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{ZF}) \quad (4-13)$$

4.1.2.3

Detecção MMSE

O MMSE é uma expansão do ZF que leva em consideração nos seus cálculos de inversão matricial as características estatísticas do ruído gaussiano. O método consiste em minimizar o erro quadrático médio entre o vetor de sinal

recebido \mathbf{y}_i e o vetor de símbolos \mathbf{d}_i com consequente maximização da razão sinal-ruído mais interferência [24].

$$\mathbf{P}_{MMSE} = \underset{\mathbf{P}}{\operatorname{argmin}} \mathbb{E} [\|\mathbf{d}_i - \mathbf{P}\mathbf{y}_i\|^2], \quad (4-14)$$

que fornece

$$\mathbf{P}_{MMSE} = (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{B}_i^H. \quad (4-15)$$

Sendo o sinal agora expresso por:

$$\mathbf{z}_{MMSE} = \mathbf{P}_{MMSE} \mathbf{y}_i \quad (4-16)$$

Substituindo temos:

$$\mathbf{z}_{MMSE} = (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + (\mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i + \sigma_n^2 \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \quad (4-17)$$

Finalmente o vetor é quantizado de acordo com a constelação de símbolos empregada fornecendo a estimativa

$$\hat{\mathbf{d}}_{MMSE} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{MMSE}) \quad (4-18)$$

4.2

Técnicas não convencionais para a detecção em sistemas OFDM

Os equalizadores Zero Forcing e MMSE apresentam um desempenho melhor que o banco de filtro casados, entretanto, por conta da inversão matricial, o custo computacional resulta maior. Na tentativa de manter uma boa relação complexidade-desempenho outras duas estratégias de detecção são consideradas nessa seção assim como possíveis combinações delas.

4.2.1

Detecção PIC

Esta técnica consiste no cancelamento paralelo de interferência (PIC) sendo neste trabalho utilizada em conjunção com a detecção de banco de filtros casados. Este procedimento foi proposto para detecção de sinais em sistemas com transmissão GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*), tendo alcançado um substancial ganho de desempenho quando comparado com as técnicas de detecção MF e ZF. Em [8] três estratégias distintas para estabelecer o número de iterações realizadas pelo cancelador PIC para obter uma melhor estimativa final do vetor de símbolo foram enfocados. Este trabalho considera dois critérios, que serão apresentados nas próximas subseções. Na Figura 4.1 é apresentado um diagrama genérico mostrando o funcionamento do detector de cancelamento paralelo de interferência.

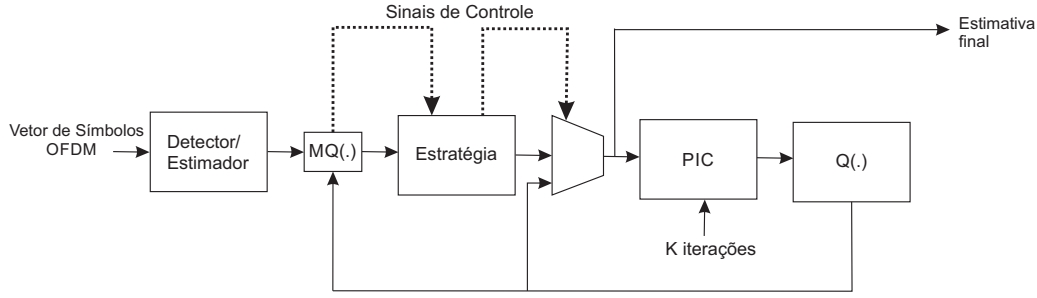


Figura 4.1: Diagrama de blocos do detector de cancelamento em paralelo de interferência PIC para sistemas OFDM

O vetor de símbolos OFDM após uma estimativa inicial, que nesse trabalho é obtida por um banco de filtros casados, é dada em (4-8) por:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{A}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \end{aligned} \quad (4-19)$$

onde $\mathbf{A}_i = \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i$, é uma matriz quadrada de dimensão M , que pode ser expressa na forma

$$\mathbf{A}_i = [\mathbf{diag}(\mathbf{A}_i) + (\mathbf{A}_i - \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i))], \quad (4-20)$$

É importante lembrar que os elementos da diagonal de \mathbf{A}_i são todos reais e não negativos. Utilizando (4-20), podemos reescrever (4-19) como:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{z}^{(0)} = [\mathbf{diag}(\mathbf{A}_i) + (\mathbf{A}_i - \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i))] \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}^{(0)} &= \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i) \mathbf{d}_i + (\mathbf{A}_i - \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i)) \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}^{(0)} &= \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i) \mathbf{d}_i + \mathbf{A}_0 \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i}, \end{aligned} \quad (4-21)$$

onde $\mathbf{A}_0 = (\mathbf{A}_i - \mathbf{diag}(\mathbf{A}_i))$. Para gerar a primeira estimativa do vetor de símbolos é usada a função $Q(\cdot)$ que mapeia $\mathbf{z}^{(0)}$ no símbolo mais próximo pertencente a constelação, sendo expresso por

$$\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{Q}(\mathbf{diag}^{-1}(\mathbf{A}_i) \mathbf{z}^{(0)}) \quad (4-22)$$

que no caso de modulação PSK simplifica para $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}^{(0)})$. Como é possível observar de (4-21), a parcela que contém a interferência entre símbolos, e que se deseja eliminar é $\mathbf{A}_0 \mathbf{d}_i$ que é tentativamente eliminada da seguinte forma

$$\mathbf{z}^{(1)} = \mathbf{z}^{(0)} - \mathbf{A}_0 \hat{\mathbf{d}}^{(0)} \quad (4-23)$$

O sistema é realimentado pela primeira estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$, logo quanto melhor for essa primeira estimativa melhor o desempenho do sistema. O procedi-

mento pode ser repetido gerando estimativas repetidas através da recursão

$$\hat{\mathbf{d}}^{(k)} = \mathbf{Q}(\text{diag}^{-1}(\mathbf{A}_i)\mathbf{z}^{(k)}) \quad (4-24)$$

onde

$$\mathbf{z}^{(k)} = \mathbf{z}^{(0)} - \mathbf{A}_0\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)} \quad (4-25)$$

Na tentativa de melhorar essa estimativa é usada uma medida de qualidade de estimativa (MQ). A MQ adotada nesta técnica de detecção é a de máxima verossimilhança (ML), dada por:

$$D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i\hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2 \quad (4-26)$$

sendo \mathbf{y}_i o vetor recebido e \mathbf{B}_i a matriz de recepção. Depois por meio de recursão iterativa do PIC geram-se sequencialmente novas estimativas dos vetores de símbolo, entretanto é importante ressaltar que devido a propagação de erros não é garantido que a qualidade das estimativas aumente com o número de iterações [8]. Tendo assim a necessidade de uma estratégia que tenha um critério de parada. Serão apresentadas dois critérios de paradas nos subitens abaixo.

4.2.1.1

Detector MF com PIC Recursivo e escolha de estimativa com menor métrica MD (EM)

Este critério baseia-se na ideia que a melhor estimativa não segue uma ordem sequencial. Nesta estratégia é realizado um número inteiro K de iterações, sendo essa quantidade de iterações definida a priori. A estimativa utilizada $\hat{\mathbf{d}}^{(f)}$, é a que resulta em melhor MQ, ou seja, a que tiver menor $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)})$, dentre as $K + 1$ estimativas geradas. O pseudocódigo pertinente a este detector é apresentado no (*Algorithm 1*).

Algorithm 1 MF-PIC EM**Input:** $\mathbf{z}_{MF}, \mathbf{y}_i, \mathbf{B}_i, \mathbf{A}, K$ **Output:** $\hat{\mathbf{d}}^{(f)}$

```

    % Cálculo dos primeiros parâmetros utilizados
1:  $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A} - \text{diag}(\mathbf{A})$ 
2:  $\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{MF}$ 
3:  $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = Q(\mathbf{z}^{(0)})$  % Primeira estimativa
4:  $AE(:, 1) = \hat{\mathbf{d}}^{(0)}$ 
5:  $D(\hat{\mathbf{d}}^{(0)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(0)}\|^2$  % Cálculo da primeira métrica
6:  $AD(1, 1) = D(\hat{\mathbf{d}}^{(0)});$ 
    % Operação PIC
7: for  $k = 1 \dots K$  do
8:    $\mathbf{z}^{(k)} = \mathbf{z}^{(0)} - \mathbf{A}_0 \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
9:    $\hat{\mathbf{d}}^{(k)} = Q(\mathbf{z}^{(k)})$ 
10:   $AE(:, k+1) = \hat{\mathbf{d}}^{(k)}$  % Armazena todas as estimativas
11:   $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2$ 
12:   $AD(1, k+1) = D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)});$  % Armazena todas as métricas
13: end for
    % Escolha da melhor estimativa entre as  $K+1$ 
14: Armazena o índice  $f$  do menor valor do vetor  $AD$ 
15:  $\hat{\mathbf{d}}^{(f)} = AE(:, f)$ 

```

4.2.1.2**Detector MF com PIC Recursivo e escolha da última estimativa gerada que precede um aumento na métrica MD (MD-p)**

Este critério baseia-se na ideia que a melhor estimativa segue uma ordem sequencial. É estipulado um número máximo K de interações que não necessariamente serão feitas. Usa-se o MQ para comparar a qualidade das estimativas geradas sequencialmente e fornece a estimativa final $\hat{\mathbf{d}}^{(f)}$ de acordo com a regra:

$$D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) \geq D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \implies \hat{\mathbf{d}}^{(f)} = \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)} \quad (4-27)$$

O pseudocódigo pertinente a este detector é apresentado no (*Algorithm 2*).

Algorithm 2 MF-PIC MD-p**Input:** $\mathbf{z}_{MF}, \mathbf{y}_i, \mathbf{B}_i, \mathbf{A}, K$ **Output:** $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

```

    % Cálculo dos primeiros parâmetros utilizados
1:  $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A} - \text{diag}(\mathbf{A})$ 
2:  $\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{MF}$ 
3:  $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = Q(\mathbf{z}^{(0)})$  % Primeira estimativa
    % Operação PIC
4: for  $k = 1 \dots K$  do
5:    $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
6:    $\mathbf{z}^{(k)} = \mathbf{z}^{(0)} - \mathbf{A}_0 \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
7:    $\hat{\mathbf{d}}^{(k)} = Q(\mathbf{z}^{(k)})$ 
8:    $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ 
9:   if  $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \leq D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)})$  then
10:    Interrompe o processo e fornece a estimativa  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
11:   end if
12: end for
13: Fornece a estimativa  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 

```

4.2.2**Detecção LAS**

Esta técnica consiste na busca por verossimilhança ascendente (LAS), inicia-se a partir de um vetor inicial, que pode ser a saída de qualquer detector conhecido, neste trabalho utiliza-se em conjunção com a detecção de banco de filtro casado (MF-LAS). Este procedimento foi proposto para detecção de sinais em sistemas MIMO [10]. O detector LAS tem por objetivo uma busca em um espaço de vetores de símbolo transmitido, ou seja, a cada passo de busca uma estimativa é substituída no vetor solução alterando o valor da função de verossimilhança. Assim como no MF-PIC a primeira estimativa é dada pelo filtro casado

$$\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{MF} \quad (4-28)$$

sendo \mathbf{z}_{MF} expresso em (4-8) que é mostrado novamente por conveniência

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{B}_i^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \\ \mathbf{z}_{MF} &= \mathbf{A}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{B}_i^H \mathbf{n}_{1i} \end{aligned} \quad (4-29)$$

em que a primeira estimativa é dada por

$$\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{Q}(\text{diag}^{-1}(\mathbf{A}_i) \mathbf{z}^{(0)}) \quad (4-30)$$

ou no caso PSK $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbb{Q}(\mathbf{z}^{(0)})$ Um dado vetor \mathbf{d} de símbolos de informação é da forma $\mathbf{d} = (C_1 C_2 \dots C_M)^T$ onde $C_j \in \{S_h\}_{h=1}^L$, $j = 1, 2, 3, \dots, M$, sendo S_h um ponto na constelação complexa de sinais da modulação empregada. Usando

como exemplo a modulação QPSK, S_h pode assumir $L=4$ valores possíveis como mostrado na Figura 4.2.

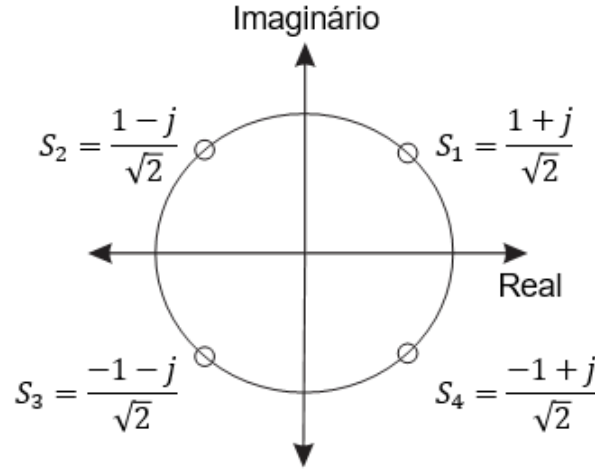


Figura 4.2: Valores da constelação QPSK

No procedimento LAS usado neste trabalho, os valores S_h , $h = 1, 2, \dots, L$, são testados para substituir a primeira componente da estimativa inicial $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$, fornecendo os vetores $\{\hat{\mathbf{d}}_{1,h}\}_{h=1}^L$, com métrica MQ associadas

$$D(\hat{\mathbf{d}}_{1,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}_{1,h}\|^2, \quad h = 1, 2, \dots, L. \quad (4-31)$$

O símbolo S_{h^*} que resulta no menor valor de $D(\hat{\mathbf{d}}_{1,h})$ é escolhido para ocupar a primeira componente do vetor $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$. Fixada esta primeira componente, o procedimento de teste e substituição é repetido para a segunda componente de $\hat{\mathbf{d}}^{(0)}$, e assim sucessivamente, até que todas suas M componentes sejam processadas, gerando então nova estimativa, $\hat{\mathbf{d}}^{(1)}$, do vetor de símbolos de informação. Este procedimento de teste e substituição de componentes pode ser realizado agora em $\hat{\mathbf{d}}^{(1)}$, gerando um vetor estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(2)}$ e assim sucessivamente, resultando em uma sequência de estimativas $\hat{\mathbf{d}}^{(1)}, \hat{\mathbf{d}}^{(2)}, \hat{\mathbf{d}}^{(3)}, \dots$ com métricas MQ decrescentes. Sendo assim, um critério de parada natural para gerar a estimativa final $\hat{\mathbf{d}}^{(f)}$ é dado por

$$D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) \geq D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \implies \hat{\mathbf{d}}^{(f)} = \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)} \quad (4-32)$$

Uma outra possibilidade é a de se fixar um número máximo N_G para a geração das estimativas. Neste caso $\hat{\mathbf{d}}^{(f)} = \hat{\mathbf{d}}^{(N_G)}$. A técnica de detecção MF-LAS é descrita através de seu pseudocódigo (*Algorithm 3*).

Algorithm 3 MF-LAS**Input:** \mathbf{z}_{MF} , \mathbf{y}_i , \mathbf{B}_i , M , K **Output:** $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

```

    % Cálculo dos primeiros parâmetros utilizados
1:  $\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{MF}$ 
2:  $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = Q(\mathbf{z}^{(0)})$  % Primeira estimativa
    % Operação LAS
3: for  $k = 1 \dots K$  do
4:    $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
5:   for  $l = 1 \dots M$  do
6:     for  $h = 1 \dots 4$  do
7:       if  $h = 1$  then
8:          $\hat{d}_{l,h} = \frac{1+j}{\sqrt{2}}$ 
9:          $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
10:      else if  $h = 2$  then
11:         $\hat{d}_{l,h} = \frac{1-j}{\sqrt{2}}$ 
12:         $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
13:      else if  $h = 3$  then
14:         $\hat{d}_{l,h} = \frac{-1-j}{\sqrt{2}}$ 
15:         $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
16:      else if  $h = 4$  then
17:         $\hat{d}_{l,h} = \frac{-1+j}{\sqrt{2}}$ 
18:         $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
19:      end if
20:      Fornece  $\hat{d}_{l,h^*}$  que é o  $\hat{d}_{l,h}$  que tiver menor  $D(\hat{d}_{l,h})$ 
21:    end for
22:     $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}(1, l) = \hat{d}_{l,h^*}$ 
23:  end for
24:  Fornece  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ 
25:   $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ 
26:  if  $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \leq D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)})$  then
27:    Interrompe o processo e fornece a estimativa  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
28:  end if
29: end for
30: Fornece a estimativa  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 

```

4.2.3**Detecção LAS com PIC Recursivo**

Esta técnica consiste na busca por verossimilhança ascendente LAS, utilizando como primeira estimativa o vetor da saída detecção de banco de filtro casado (MF-LAS), como mostrado na Seção 4.2.2. 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 explicado na Subseção 4.2.1.2.

Logo a primeira estimava do MF-LAS PIC é dada por

$$\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{LAS} \quad (4-33)$$

Os passos seguintes são os mesmos explicados na Seção 4.2.1. O pseudocódigo correspondente é mostrado abaixo (*Algorithm 4*). Como é possível observar, apenas a linha 2 se altera em relação ao *Algorithm 2*.

Algorithm 4 MF-LAS PIC

Input: \mathbf{z}_{LAS} , \mathbf{y}_i , \mathbf{B}_i , \mathbf{A} , K

Output: $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

% Cálculo dos primeiros parâmetros utilizados

1: $\mathbf{A}_0 = \mathbf{A} - \text{diag}(\mathbf{A})$

2: $\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{LAS}$

3: $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = Q(\mathbf{z}^{(0)})$ % Primeira estimativa

% Operação PIC

4: **for** $k = 1 \dots K$ **do**

5: $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}\|^2$ % Armazena a métrica de $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

6: $\mathbf{z}^{(k)} = \mathbf{z}^{(0)} - \mathbf{A}_0 \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

7: $\hat{\mathbf{d}}^{(k)} = Q(\mathbf{z}^{(k)})$

8: $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2$ % Armazena a métrica de $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$

9: **if** $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \leq D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)})$ **then**

10: Interrompe o processo e fornece a estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

11: **end if**

12: **end for**

13: Fornece a estimativa $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

4.2.4

Detecção PIC Recursivo com LAS

Esta técnica consiste no cancelamento paralelo de interferência (PIC) utilizando como primeira estimativa o vetor da saída detecção de banco de filtro casado (MF-PIC), como mostrado na Seção 4.2.1 e sendo usado como critério de parada MD-p explicado na Subseção 4.2.1.2. A estimativa resultante do MF-PIC é utilizada como a primeira estimativa da técnica de busca por verossimilhança ascendente (MF-PIC LAS).

Logo a primeira estimava do MF-PIC LAS é dada por

$$\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = \mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{PIC} \quad (4-34)$$

Os passos seguintes serão os mesmos explicados na Seção 4.2.2. O pseudocódigo correspondente é mostrado a seguir (*Algorithm 5*). Como é possível observar, apenas a linha 1 muda em relação ao *Algorithm 3*.

Algorithm 5 MF-PIC LAS

Input: \mathbf{z}_{PIC} , \mathbf{y}_i , \mathbf{B}_i , M , K **Output:** $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$

```

    % Cálculo dos primeiros parâmetros utilizados
1:  $\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{z}_{PIC}$ 
2:  $\hat{\mathbf{d}}^{(0)} = Q(\mathbf{z}^{(0)})$  % Primeira estimativa
    % Operação LAS
3: for  $k = 1 \dots K$  do
4:    $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
5:   for  $l = 1 \dots M$  do
6:     for  $h = 1 \dots 4$  do
7:       if  $h = 1$  then
8:          $\hat{d}_{l,h} = \frac{1+j}{\sqrt{2}}$ 
9:          $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
10:      else if  $h = 2$  then
11:         $\hat{d}_{l,h} = \frac{1-j}{\sqrt{2}}$ 
12:         $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
13:      else if  $h = 3$  then
14:         $\hat{d}_{l,h} = \frac{-1-j}{\sqrt{2}}$ 
15:         $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
16:      else if  $h = 4$  then
17:         $\hat{d}_{l,h} = \frac{-1+j}{\sqrt{2}}$ 
18:         $D(\hat{d}_{l,h}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{d}_{l,h}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{d}_{l,h}$ 
19:      end if
20:      Fornece  $\hat{d}_{l,h^*}$  que é o  $\hat{d}_{l,h}$  que tiver menor  $D(\hat{d}_{l,h})$ 
21:    end for
22:     $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}(1, l) = \hat{d}_{l,h^*}$ 
23:  end for
24:  Fornece  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ 
25:   $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)}) = \|\mathbf{y}_i - \mathbf{B}_i \hat{\mathbf{d}}^{(k)}\|^2$  % Armazena a métrica de  $\hat{\mathbf{d}}^{(k)}$ 
26:  if  $D(\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}) \leq D(\hat{\mathbf{d}}^{(k)})$  then
27:    Interrompe o processo e fornece a estimativa  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 
28:  end if
29: end for
30: Fornece a estimativa  $\hat{\mathbf{d}}^{(k-1)}$ 

```

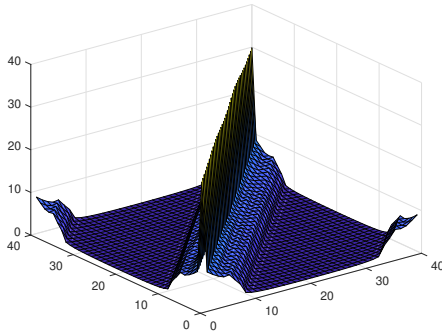
5

Simulações e Resultados

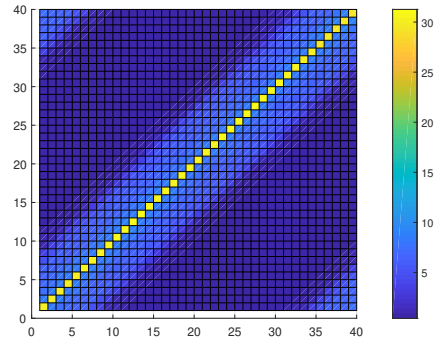
Para sistemas digitais o critério utilizado para comparação de desempenho é feito pela taxa de erro de bit ($BER - Bit Error Rate$) versus a razão entre a energia despendida ao enviar um único bit pela densidade espectral de potência de ruído (E_b/N_0). Os gráficos são simulados no software Matlab para diferentes cenários e distintos valores $f_d T_s$. São avaliadas todas as estratégias de detecção consideradas no Capítulo 4, em um canal de propagação com coeficientes dadas 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 $L=8$.

Ao final de cada cenário é apresentado um gráfico de complexidade computacional avaliada pelo número médio de operações de ponto flutuante (*Floating-point Operations* - FLOPS) requeridos para obtenção da estimativa final do vetor de símbolos transmitidos.

Antes será ilustrado os efeitos da velocidade de variação do canal na matriz de recepção \mathbf{B} . As Figuras 5.1 até 5.6 apresentam o valor médio, ao longo de 100.000 realizações, do módulo das componentes destas matrizes para diferentes valores do produto $f_d T_s$. Quanto mais rápida a velocidade (10^{-3} , 10^{-2} e 10^{-1}), maior a interferência entre símbolos sofrida pelo sistema devido aos incrementos dos valores das componentes de \mathbf{B} fora da diagonal principal. Com velocidades mais lentas (10^{-6} , 10^{-5} e 10^{-4}), mais diagonal a matriz será, resultando em uma melhora no desempenho do sistema.

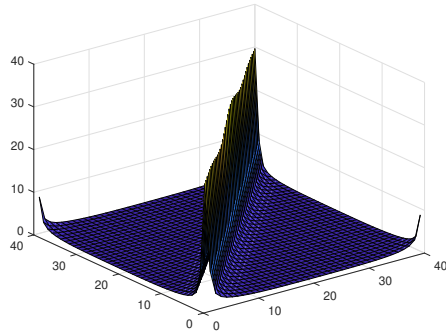


5.1(a): Vista frontal

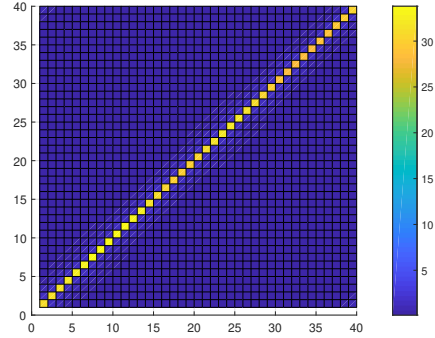


5.1(b): vista superior

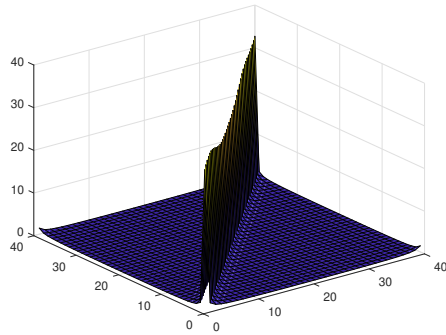
Figura 5.1: Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_s = 10^{-1}$)



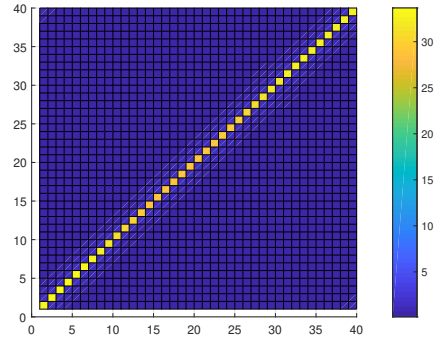
5.2(a): Vista frontal



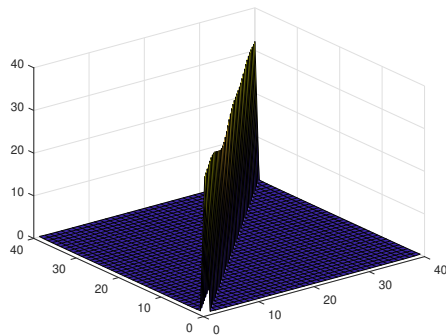
5.2(b): vista superior

Figura 5.2: Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-2}$)

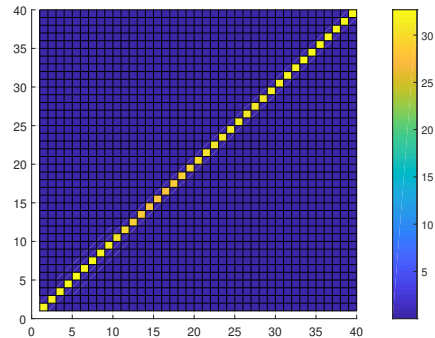
5.3(a): Vista frontal



5.3(b): vista superior

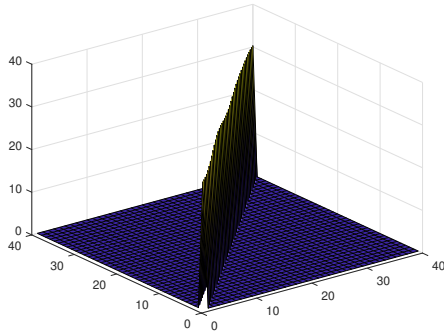
Figura 5.3: Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-3}$)

5.4(a): Vista frontal

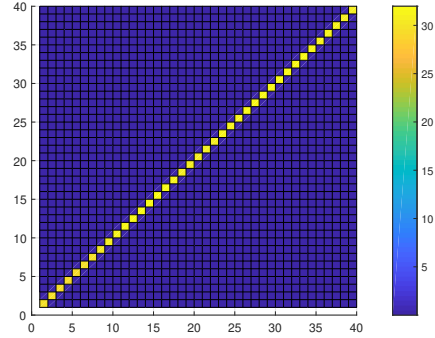


5.4(b): vista superior

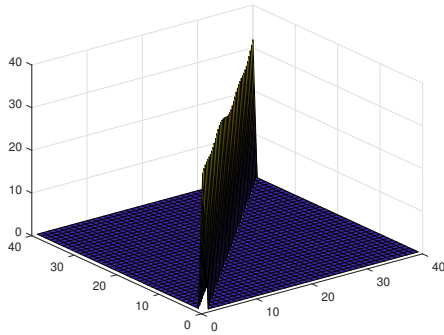
Figura 5.4: Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-4}$)



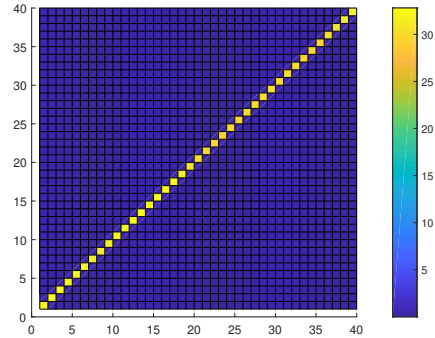
5.5(a): Vista frontal



5.5(b): vista superior

Figura 5.5: Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-5}$)

5.6(a): Vista frontal



5.6(b): vista superior

Figura 5.6: Valores médios do módulo das componentes de \mathbf{B} ($f_d T_S = 10^{-6}$)

5.1

Cenário 1

O cenário 1 é caracterizado por blocos de 40 símbolos de informação, canal com 4 *taps*, prefixo cíclico de tamanho 4, 100.000 transmissões independentes e modulação QPSK. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1: Parâmetros de simulação 1

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	40
Tamanho de CP (D)	4
Número de <i>taps</i> (L)	4
Modulação	QPSK

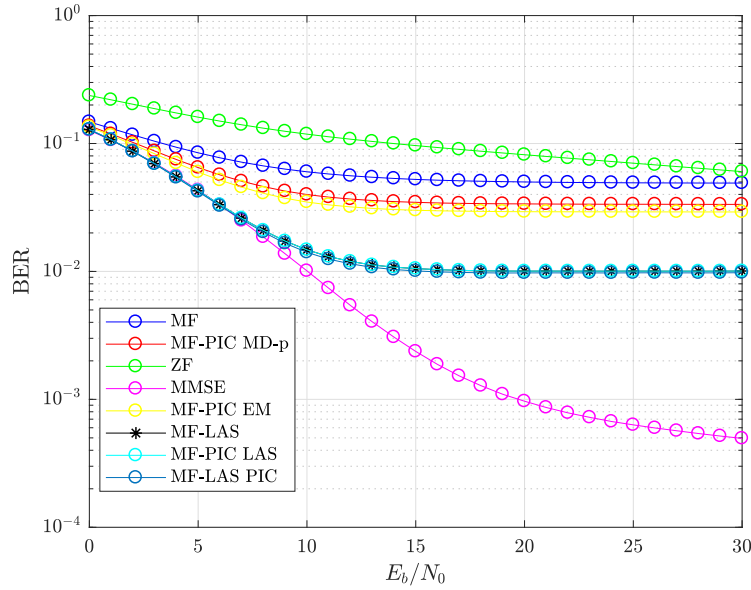


Figura 5.7: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$

Analisando a Figura 5.7, com $f_d T_s = 10^{-2}$, o detector MMSE obteve o melhor desempenho, para valores de E_b/N_0 mais altos atingindo uma BER de 5×10^{-4} , no intervalo de valores de E_b/N_0 considerado. Os detectores MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentaram o mesmo desempenho atingindo uma BER de 10^{-2} , seguidos pelos MF-PIC MD-p e MF-PIC EM que atingiram um desempenho inferior de 3×10^{-2} . O MF apesar de ser considerado o detector mais simples obteve um desempenho melhor que o ZF, que para esta velocidade alta apresentou o pior desempenho de todos. Estendendo essa análise para o custo computacional, expresso na Figura 5.11 pelo valor em dB do número médio de flops requeridos por vetor de informação detectado, o detector MMSE tem uma complexidade de 50dB, enquanto o LAS tem uma complexidade média de 52 dB, o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentam o maior custo computacional devido a quantidade de iterações que o processo exige. Comparando os dois, o MMSE apresenta mais vantagens que o LAS. O mesmo ocorre para o MF-PIC EM, complexidade de 51 dB, em que a quantidade de iterações feitas é definida a priori sendo maior que a do MF-PIC MD-p, complexidade de 44,5dB, onde a recursão é interrompida seguindo a estratégia apresentada em (4-27). O MF apresentou uma complexidade de 43dB e o ZF de 48,5 dB.

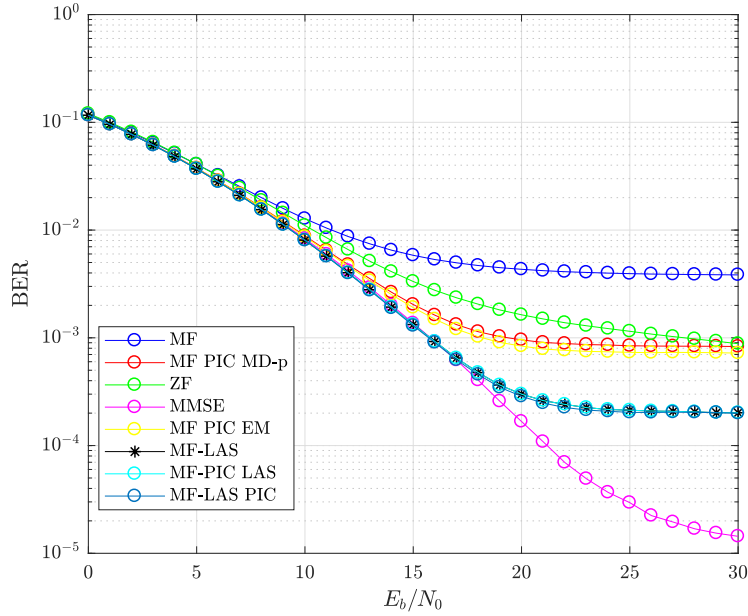


Figura 5.8: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$

Analisando a Figura 5.8 com $f_d T_s = 10^{-3}$ observa-se que o MMSE e o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentam essencialmente o mesmo desempenho até $E_b/N_0 = 17dB$, 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 5.12, os detectores MF, ZF, MMSE e MF-PIC EM apresentam o mesmo custo independentemente 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 $E_b/N_0 = 5dB$. Os detectores MF-PIC MD-p e MF-PIC EM apesar de apresentarem um desempenho inferior ao do MMSE, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC, obtiveram um desempenho melhor que o ZF e MF. O detector MF-PIC MD-p tem um custo mais de 3dB abaixo do ZF. Enquanto o MF-PIC EM apresenta um custo maior até mesmo que o MMSE, que apresenta um desempenho superior. Comparando o desempenho dos detectores no intervalo de valores de E_b/N_0 apresentados com o da Figura 5.7 para velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$ o desempenho de todos os detectores melhoraram.

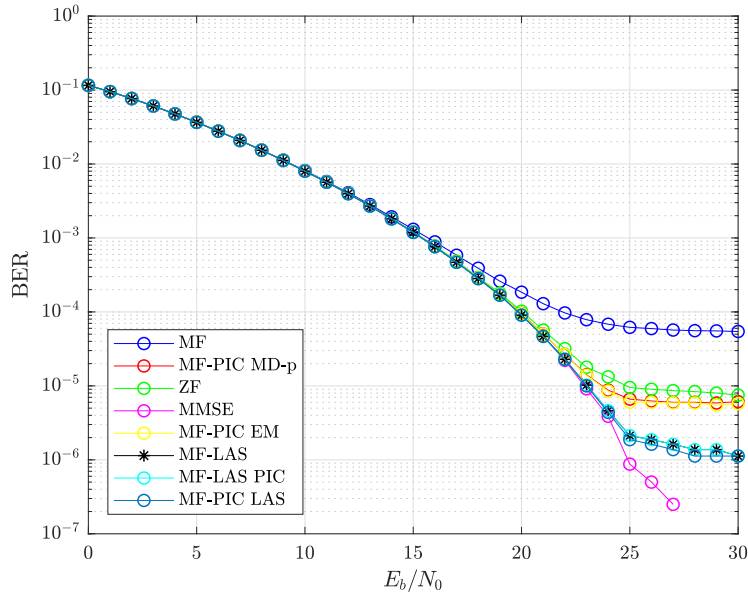


Figura 5.9: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$

Na Figura 5.9 com $f_d T_s = 10^{-4}$ constata-se ainda a mesma ordenação que na Figura 5.8. Todos os detectores apresentam o mesmo desempenho até $E_b/N_0 = 15$ dB, em seguida o MMSE e o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentam essencialmente o mesmo desempenho até $E_b/N_0 = 24$ dB, superior aos outros detectores. Após este intervalo o MMSE exibe o melhor desempenho alcançando uma BER de 2×10^{-7} . Comparando com os resultados da Figura 5.8, 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 5.13, 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.

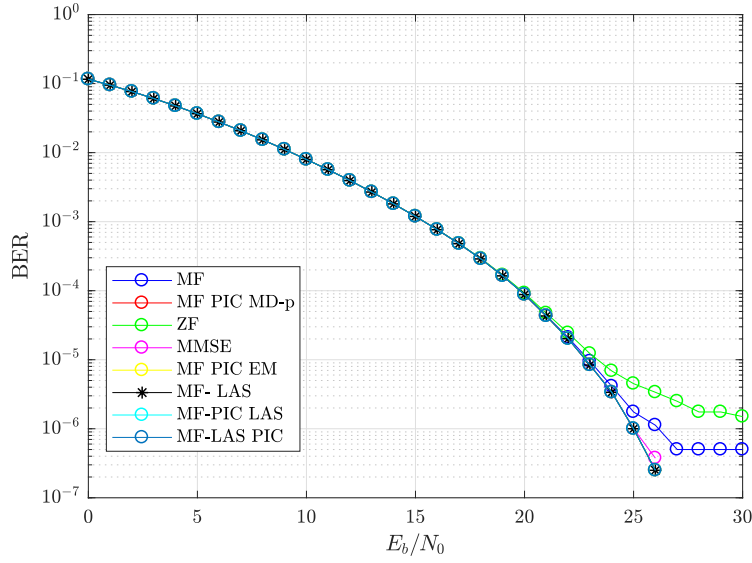


Figura 5.10: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$

A Figura 5.10 com $f_d T_s = 10^{-5}$ apresenta o desempenho para uma velocidade para a qual o canal varia pouco no tempo, e a matriz \mathbf{B} está bem próxima de uma matriz diagonal (Figura 5.5). Por isso os detectores apresentam praticamente o mesmo desempenho. Ampliando a análise para o custo computacional, Figura 5.14, o detector que tem o menor custo é o MF. Comparando os gráficos de desempenho apresentados no Cenário 1 é possível avaliar o impacto da velocidade de variação do canal no desempenho do sistema.

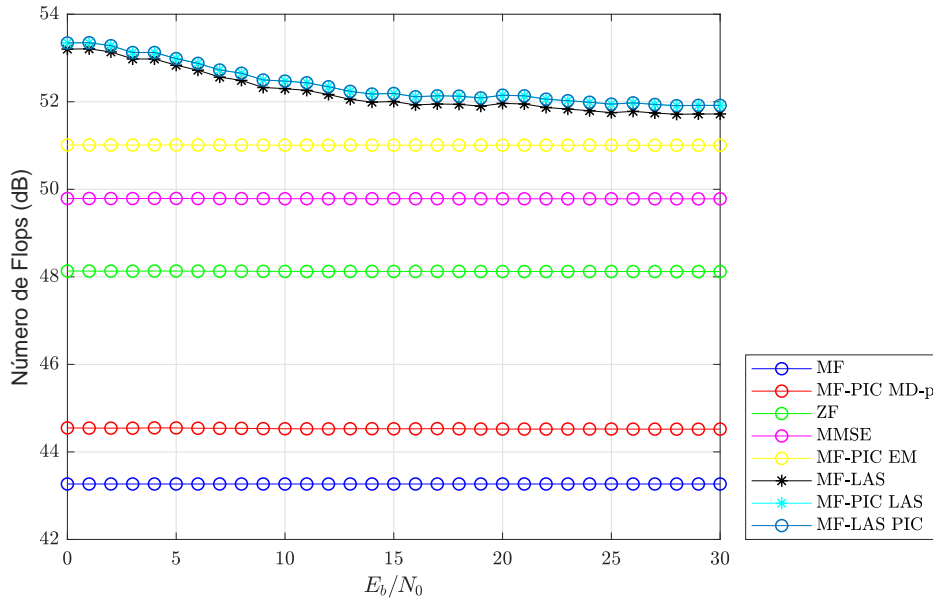


Figura 5.11: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-2}$

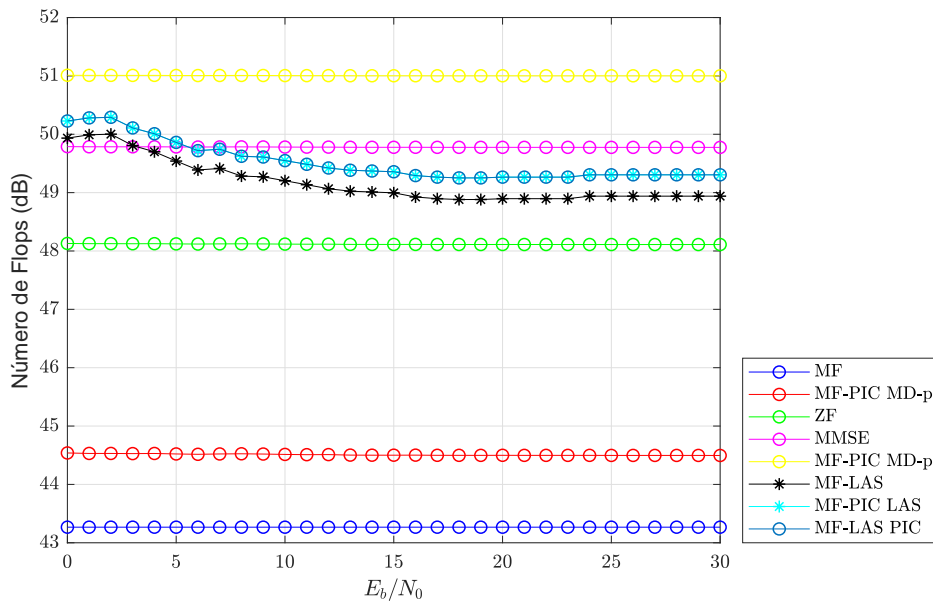


Figura 5.12: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-3}$

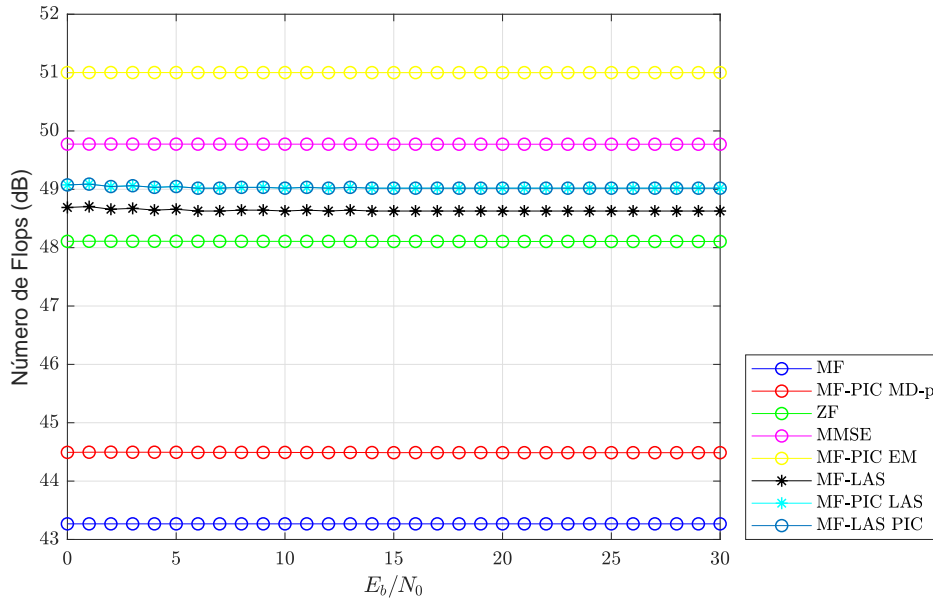


Figura 5.13: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-4}$

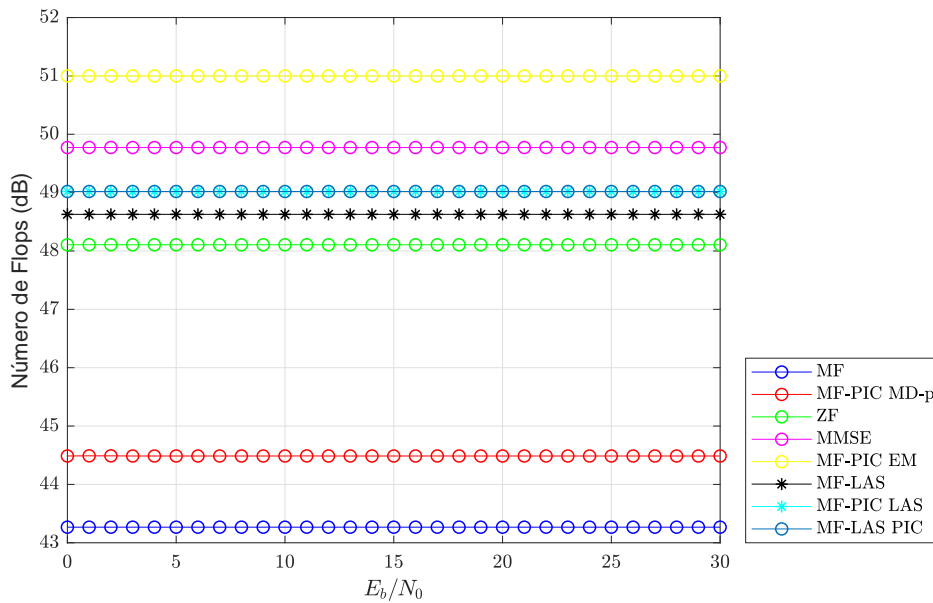


Figura 5.14: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-5}$

Outra comparação apresentada neste capítulo considera a detecção OFDM padrão para canais que não variam no tempo aplicadas em cenários em que diferentes $f_d T_s$ são empregados, da seguinte forma:

$$\mathbf{P}_{OFDM} = \mathbf{diag}(\mathbf{B}_i)^H \quad (5-1)$$

e, portanto,

$$\mathbf{z}_{OFDM} = \mathbf{P}_{OFDM} \mathbf{y}_i \quad (5-2)$$

resultando de (5-2)

$$\mathbf{z}_{OFDM} = \mathbf{diag}(\mathbf{B}_i)^H \mathbf{B}_i \mathbf{d}_i + \mathbf{diag}(\mathbf{B}_i)^H \mathbf{n}_{1i} \quad (5-3)$$

Por fim o vetor de símbolos detectados é dado por

$$\hat{\mathbf{d}}_{OFDM} = \mathbf{Q}(\mathbf{z}_{OFDM}) \quad (5-4)$$

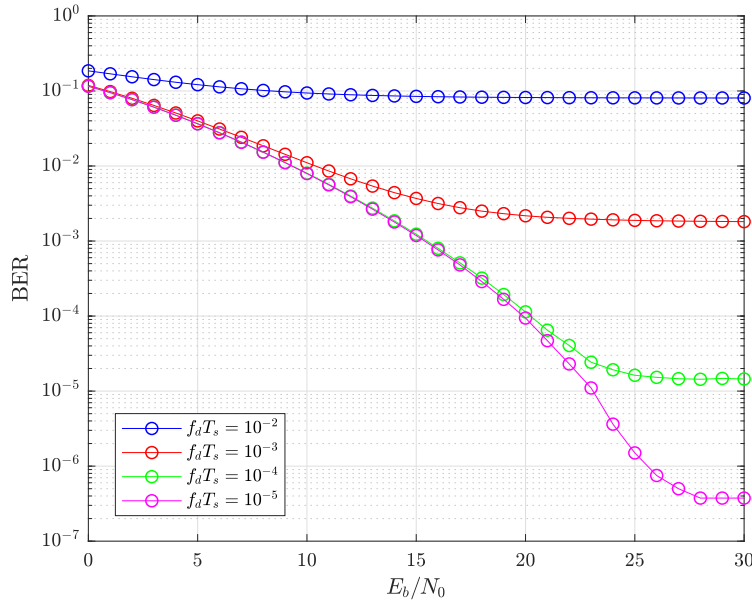


Figura 5.15: Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$ para diferentes velocidades de variação do canal

A Figura 5.15 apresenta o desempenho da detecção OFDM padrão quando aplicada em canais com diferentes velocidades. Quando comparados com os desempenhos dos detectores apresentados nas Figura 5.7 até 5.10 os resultados indicam que, à exceção do MF, o detector OFDM padrão apresentou desempenho sempre inferior aos esquemas enfocados. Na comparação com o detector MF, o MF padrão pode atingir desempenho superior para valores mais baixo de velocidade de variação de canal. Para velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$ o

desempenho do OFDM padrão atinge 9×10^{-2} e do MF é de 5×10^{-2} . Pequenas variações podem ocorrer para melhor e pior. No caso da velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ o OFDM padrão apresentou um desempenho superior: 2×10^{-3} contra 4×10^{-3} do MF. O mesmo ocorre para a velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$, onde o OFDM padrão apresenta um desempenho BER de $1,5 \times 10^{-5}$ contra 5×10^{-5} do MF. Para a velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$ o desempenho do OFDM padrão é essencialmente igual ao MF, o que é esperado dado que o detector OFDM padrão utiliza apenas a diagonal da matriz \mathbf{B} na equalização e para essa velocidade a matriz \mathbf{B} pode ser considerado como quase diagonal.

5.2

Cenário 2

O cenário 2 é caracterizado por blocos de 80 símbolos de informação, canal com 4 *taps*, prefixo cíclico de tamanho 4, 100.000 transmissões independentes e modulação QPSK. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Parâmetros de simulação 2

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	80
Tamanho de CP (D)	4
Número de <i>taps</i> (L)	4
Modulação	QPSK

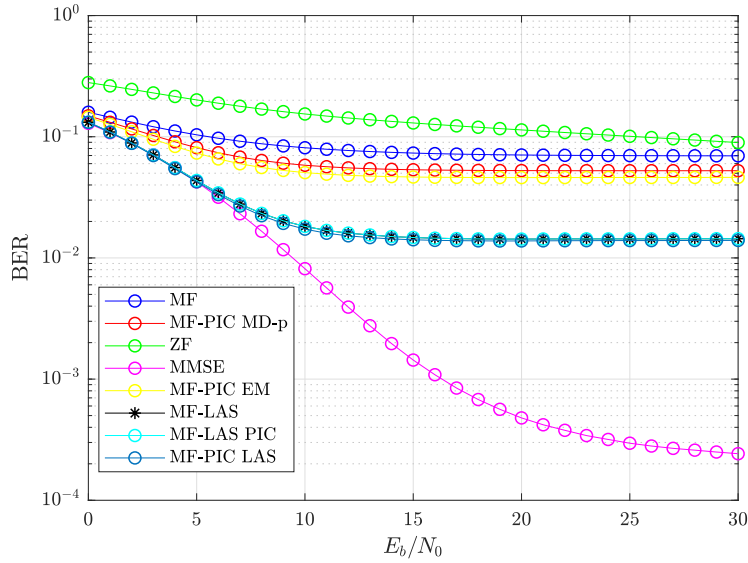


Figura 5.16: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$

Comparando a Figura 5.16 com a Figura 5.7, ambas com mesma velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$, é possível observar que, à exceção do caso MMSE, o aumento do número de símbolos resultou em uma piora no desempenho dos sistemas sem, entretanto, apresentar diferenças apreciáveis, mantendo a mesma ordenação dos detectores. O ZF continuou tendo o pior resultado entre os detectores, seguido pelo MF. Logo depois o MF-PIC MD-p e MF-PIC EM que apresentam praticamente o mesmo desempenho, que piora em relação ao caso anterior. Até $E_b/N_0 = 6dB$ MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC apresentaram o mesmo desempenho que o MMSE, em seguida estes 3 primeiros na Figura 5.7 atingiam uma BER de 10^{-2} , apresentam agora um resultado de $1,5 \times 10^{-2}$. Assim como na Figura 5.7, o detector MMSE apresentou o melhor desempenho entre todos os detectores. Expandindo essa análise para o gráfico de complexidade, Figura 5.20, é importante notar que com o aumento do número de símbolos transmitidos a complexidade aumentou em relação ao cenário anterior, entretanto a mesma ordenação da Figura 5.11 foi mantido. O MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC têm a maior complexidade, seguidos pelo MF-PIC EM, de 57dB, pelo MMSE com 55,9 dB, o ZF com 54 dB, o MF-PIC MD-p com 50,2 dB e o MF com a menor complexidade de 49dB.

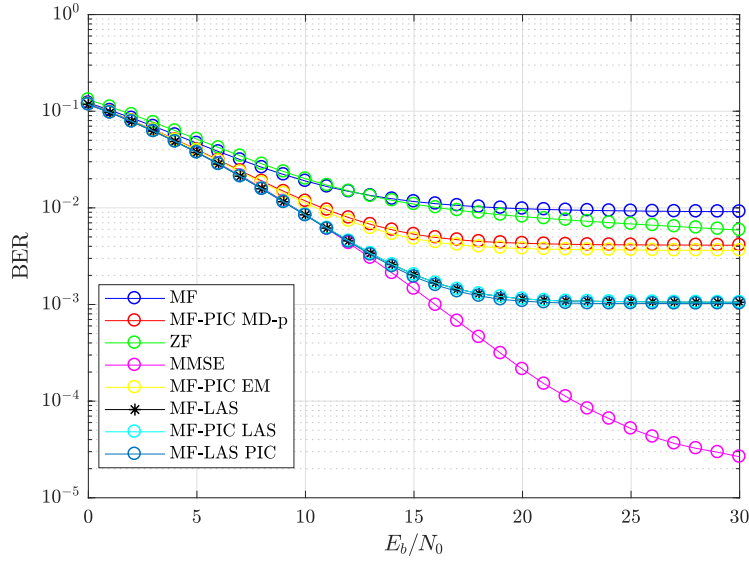


Figura 5.17: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$

Observando as figuras 5.17, com velocidade de $f_d T_S = 10^{-3}$, e 5.16 com velocidade de $f_d T_S = 10^{-2}$ para os mesmos parâmetros é possível constatar que o desempenho piora para todos os detectores com o aumento da velocidade, e o ZF não é mais o detector com pior resultado. Comparando com a Figura 5.8 do Cenário 1 para a mesma velocidade de variação do canal, porém menos símbolos por bloco percebe-se que a ordenação do desempenho dos detectores se mantém a mesma, porém com desempenhos inferiores para o cenário atual. O detector MF tem o pior desempenho agora alcançando 10^{-2} , seguido pelo ZF que chega a 4×10^{-3} , MF-PIC MD-p e MF-PIC EM 3×10^{-3} . Após os detectores MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC que alcançam o mesmo desempenho BER de 10^{-3} . Assim como no cenário anterior o detector com melhor desempenho é o MMSE, que atinge um valor de BER $2,5 \times 10^{-5}$, para os valores de E_b/N_0 considerados. Estendendo a avaliação para o custo computacional, Figura 5.21, após $E_b/N_0 = 15dB$ os valores de complexidade dos detectores MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC são inferiores ao do detector MF-PIC EM. Como esperado, os valores da complexidades dos detectores MF, ZF, MMSE e MF-PIC EM não se alteram em relação a Figura 5.20. Comparado com a Figura 5.12 os detectores MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC atingiam valores de complexidade média menores que a do detector MMSE, o que não ocorre para este cenário.

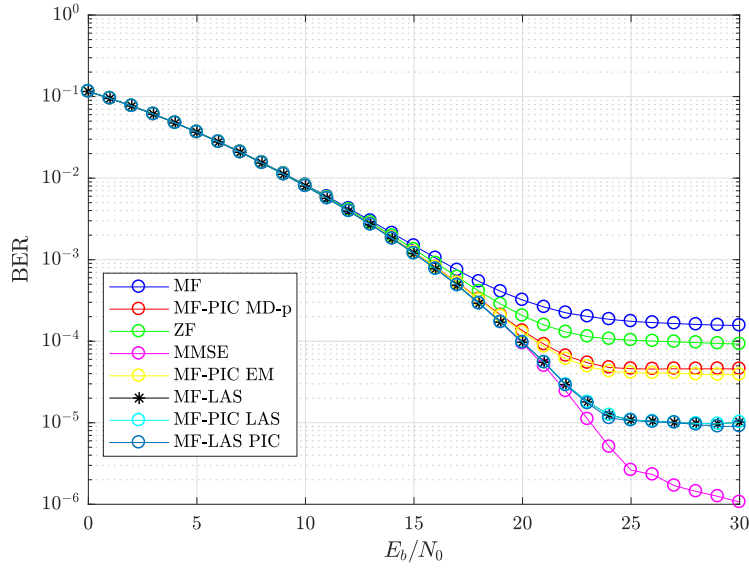


Figura 5.18: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-4}$

Analizando a Figura 5.18 com velocidade de $f_d T_S = 10^{-4}$, até o ponto $E_b/N_0 = 15dB$ o desempenho dos detectores resultaram essencialmente iguais. Para valores superiores de E_b/N_0 , a mesma ordenação do cenário anterior para mesma velocidade de variação de canal, Figura 5.9 foi mantida, porém com desempenhos inferiores. O detector MF alcança um desempenho de 2×10^{-4} , o ZF de 10^{-4} , seguidos pelo MF-PIC MD-p e MF-PIC EM com 4×10^{-5} . O MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC têm o mesmo desempenho BER que o MMSE até $E_b/N_0 = 21dB$ a partir daí o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC atingem 10^{-5} e o MMSE 10^{-6} , no intervalo de valores de E_b/N_0 considerado. Ampliando essa análise em relação ao custo computacional, Figura 5.21, o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC têm uma complexidade menor que o MMSE, o que também ocorre para a complexidade apresentada na Figura 5.12. Observa-se que quando a velocidade de variação do canal diminui a complexidade destes detectores também diminui, devido ao menor número de iterações necessária para a obtenção da estimativa final.

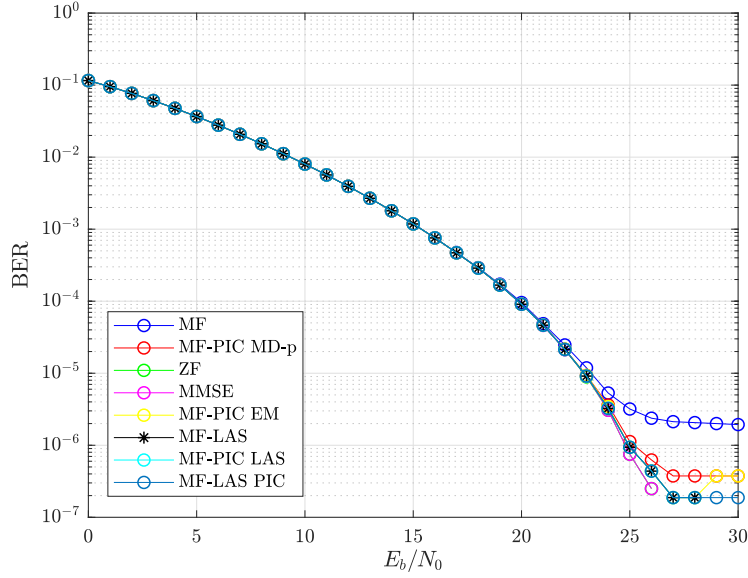


Figura 5.19: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-5}$

Os resultados de desempenho BER apresentados na Figura 5.19 com velocidade de $f_d T_S = 10^{-5}$, assim como no cenário 1 para a mesma velocidade de variação do canal, Figura 5.10, indicam desempenho bastante próximos, o que é esperado, dado que com essa velocidade o canal varia pouco no tempo e a matriz \mathbf{B} está bem próxima de uma matriz diagonal. Expandindo essa análise em relação a complexidade, apresentada na Figura 5.23, como sempre o detector com a menor complexidade é o MF.

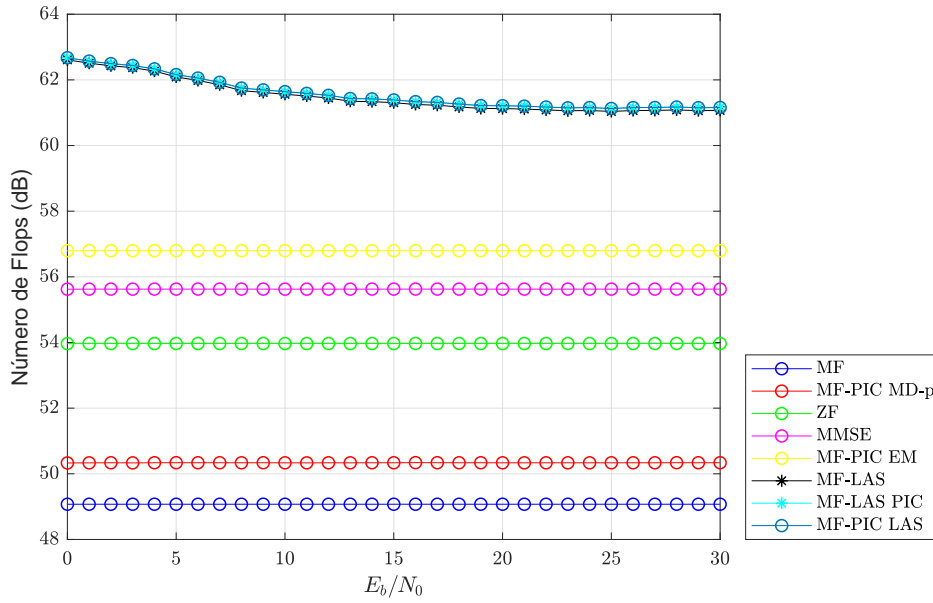


Figura 5.20: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-2}$

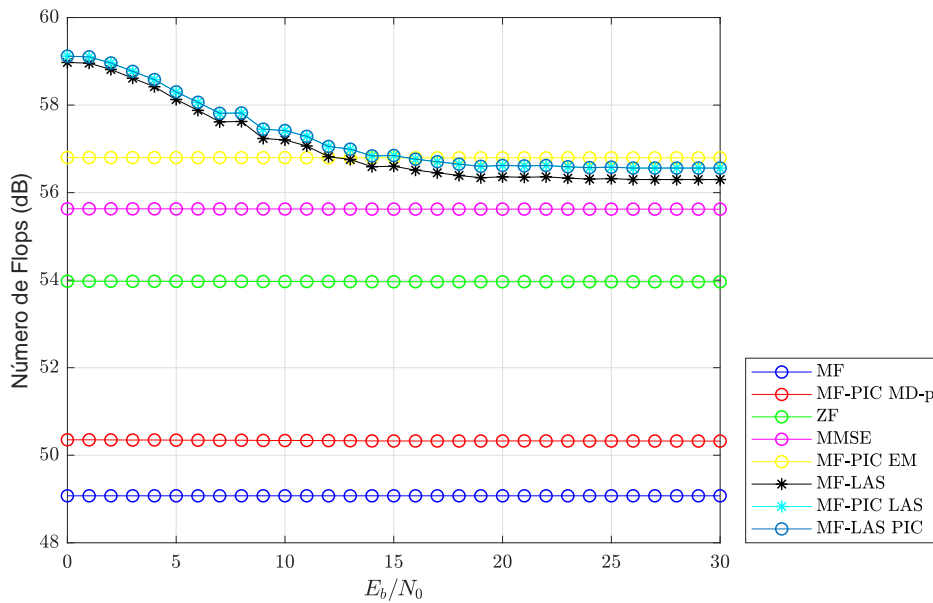


Figura 5.21: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-3}$

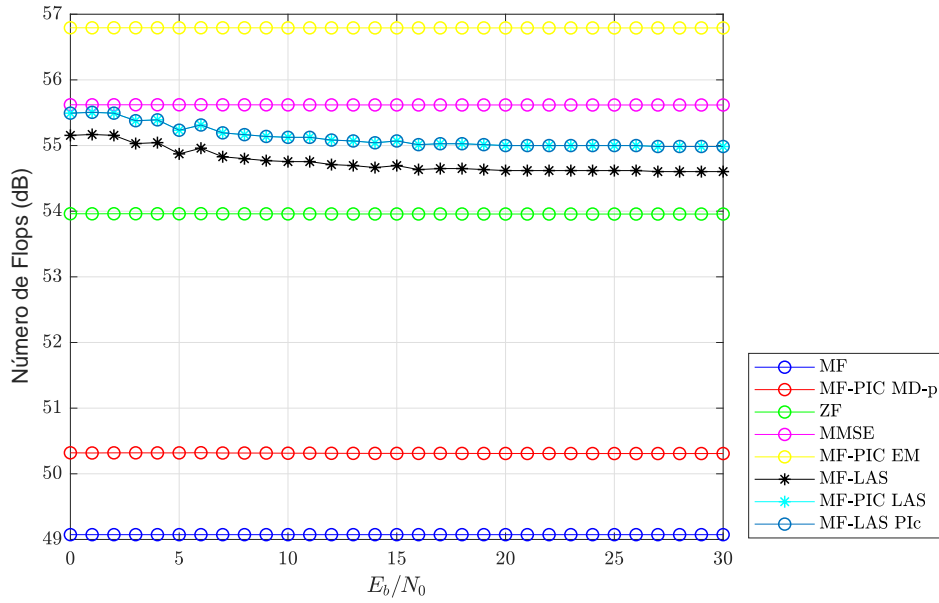


Figura 5.22: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-4}$

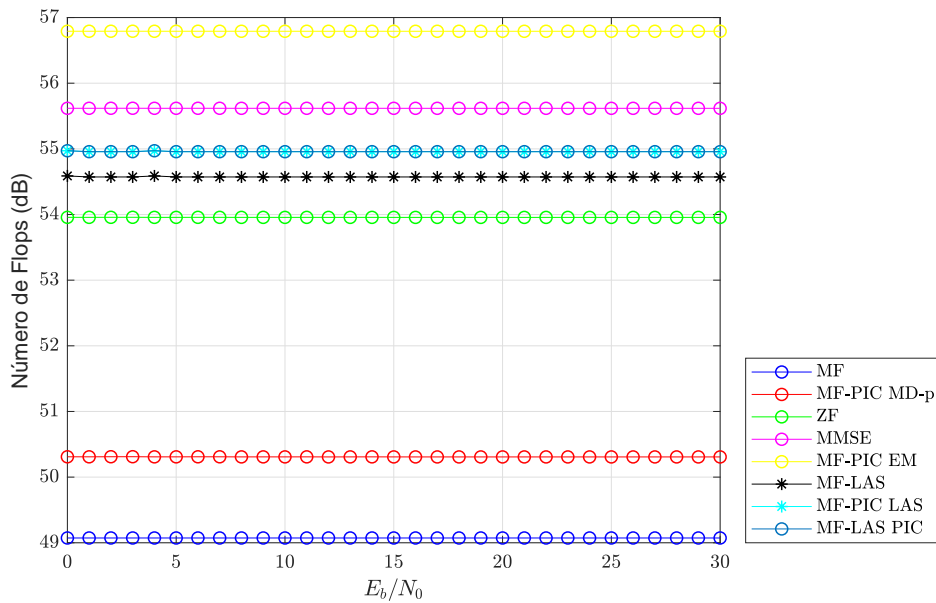


Figura 5.23: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ com $f_d T_s = 10^{-5}$

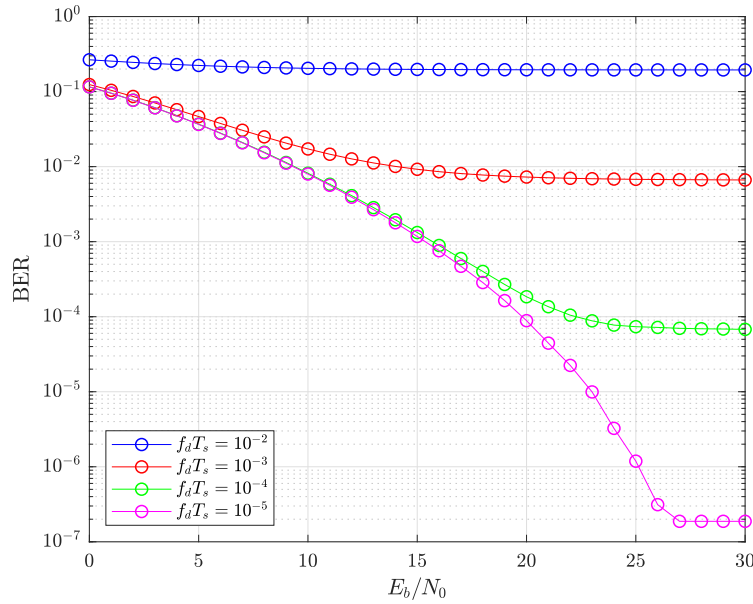


Figura 5.24: Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$ para diferentes velocidades de variação do canal

A Figura 5.24 apresenta o desempenho da detecção OFDM padrão novamente aplicadas em canais com diferentes velocidades. Uma comparação com os resultados de desempenho dos demais detectores, apresentadas nas figuras 5.16 a 5.19, conduz a comentários similares àqueles feitos em conexões com a Figura 5.15

5.3 Cenário 3

O cenário 3 é caracterizado por blocos de 40 símbolos de informação, canal com 8 *taps*, prefixo cíclico de tamanho 8, 100.000 transmissões independentes a cada experimento e modulação QPSK. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 5.3.

Tabela 5.3: Parâmetros de simulação 3

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	40
Tamanho de CP (D)	8
Número de <i>taps</i> (L)	8
Modulação	QPSK

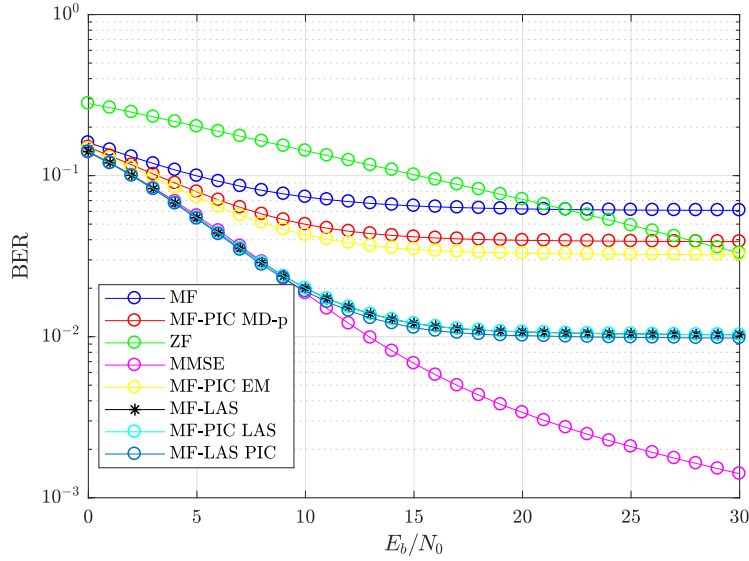


Figura 5.25: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-2}$

Diferentemente do apresentado nas figuras 5.16 e 5.7, nas quais o ZF apresenta o pior desempenho, para todos os valores de E_b/N_0 considerados. Para esta configuração, Figura 5.25, até $E_b/N_0 = 22,5 \text{ dB}$ o ZF apresenta o pior desempenho, após este valor o MF passa a apresentar o pior resultado. Além desse fato, a variação de desempenho mais notável em comparação com a Figura 5.7, devida ao aumento da duração do canal é percebida na queda de desempenho BER do detector MMSE, de 5×10^{-4} para $1,5 \times 10^{-3}$ para $E_b/N_0 = 30 \text{ dB}$. Estendendo a análise para a complexidade, Figura 5.29, os valores são similares ao do Cenário 1, pois a quantidade de símbolos transmitidos é a mesma.

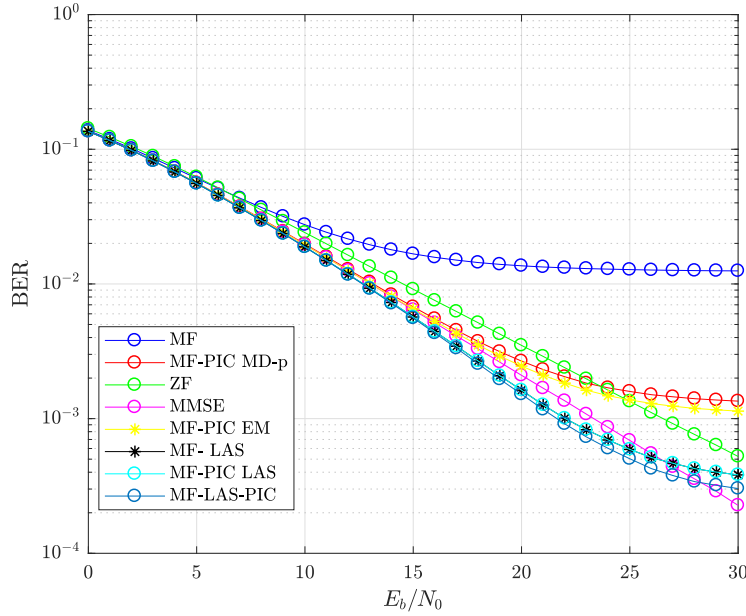


Figura 5.26: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$

Na Figura 5.26 com $f_d T_s = 10^{-3}$, diferentemente do que acontece nos cenários anteriores, Figura 5.8 e Figura 5.17, para a mesma velocidade de variação do canal, o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC obtêm os melhores desempenhos para E_b/N_0 menores de $25,5dB$, a partir daí o MMSE apresenta o melhor resultado. Expandindo a análise em relação a complexidade, Figura 5.30, o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC a partir de $E_b/N_0 = 10dB$ têm valores de complexidades menores do que o custo do MMSE, ou seja, para esta configuração é mais vantajoso uso desses detectores do que o uso do MMSE. A partir de $E_b/N_0 = 22,5dB$ o ZF apresenta um desempenho melhor que o MF-PIC MD-p e MF-PIC EM, que possuem desempenho muito próximos, e o detector MF apresenta o pior desempenho de todos os detectores com uma BER de $1,5 \times 10^{-2}$. Em relação ao custo, o MF-PIC MD-p apresenta uma complexidade menor que o ZF e o MF-PIC EM.

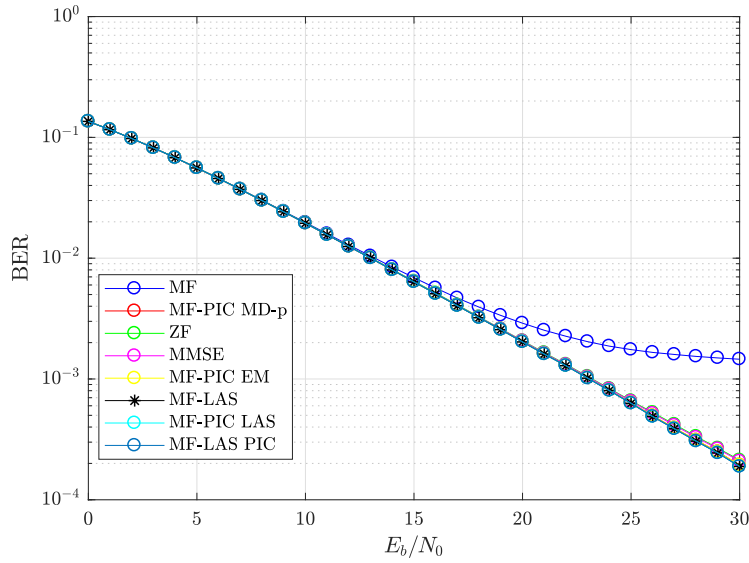


Figura 5.27: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$

Na Figura 5.27, com $f_d T_s = 10^{-4}$ os valores das curvas de desempenho dos detectores são indistinguíveis, exceto a do detector MF, que por ser o detector mais simples tem o pior resultado. Levando em consideração a Figura 5.31, e desconsiderando o detector MF, o detector de menor custo é o MF-PIC MD-p, com valores bastantes inferiores que os demais.

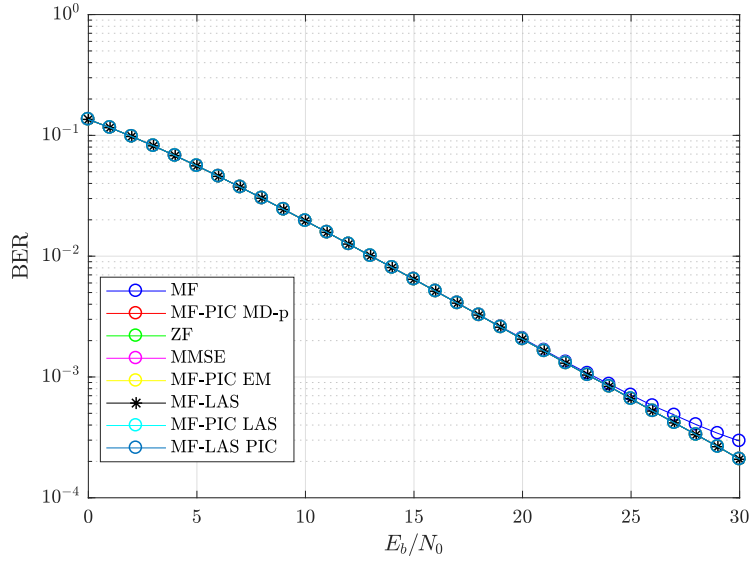


Figura 5.28: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-5}$

Assim como nos cenários anteriores para a mesma velocidade de variação do canal, Figura 5.10 e Figura 5.37, os resultados apresentados na Figura 5.28 para $f_d T_S = 10^{-5}$ indicam o mesmo desempenho para todos os detectores. Neste caso, levando-se em conta os resultados da complexidade apresentados na Figura 5.32 o detector mais vantajoso é o MF.

Ressalte-se finalmente, que uma comparação entre os resultados, apresentados na Figura 5.7 versus Figura 5.25, Figura 5.8 versus Figura 5.26, Figura 5.9 versus Figura 5.27, Figura 5.10 versus Figura 5.28, evidenciam a forte degradação de desempenho provocado pelo aumento do número de *taps* do canal, de $L = 4$ para $L = 8$.

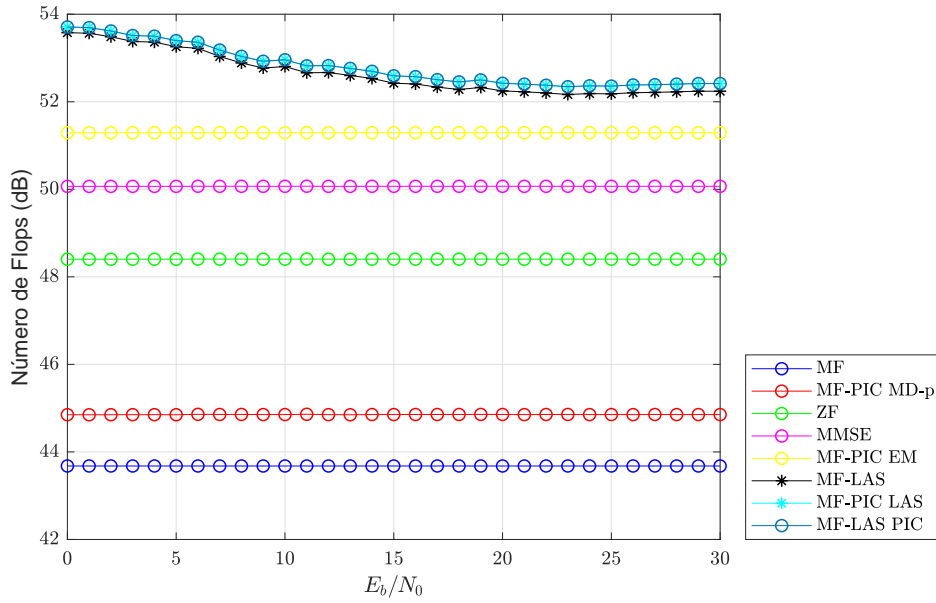


Figura 5.29: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-2}$

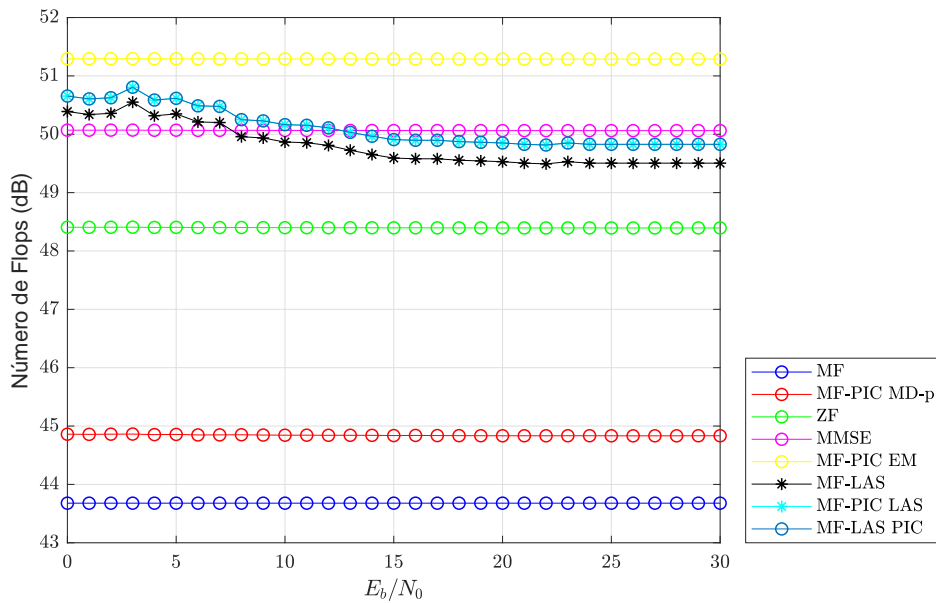


Figura 5.30: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-3}$

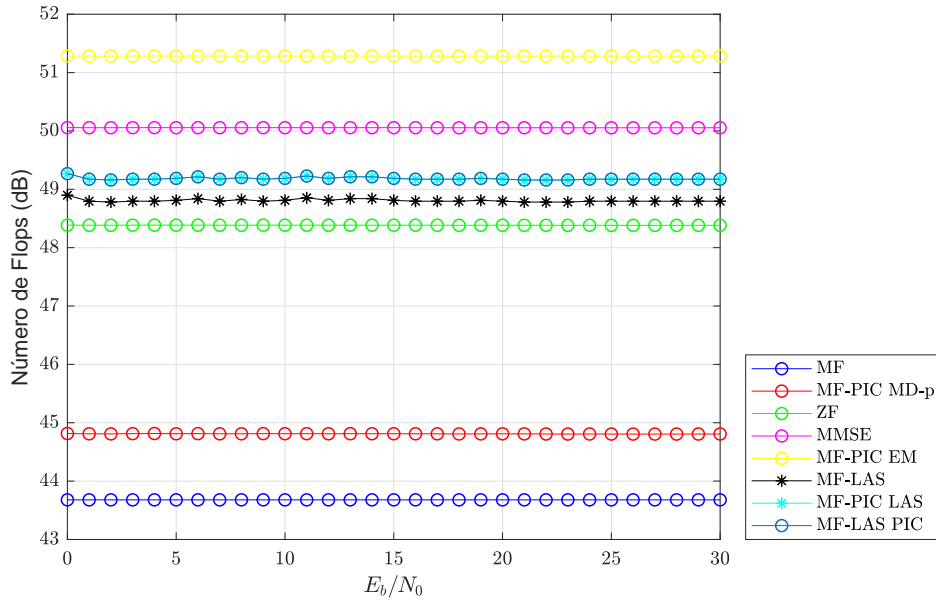


Figura 5.31: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-4}$

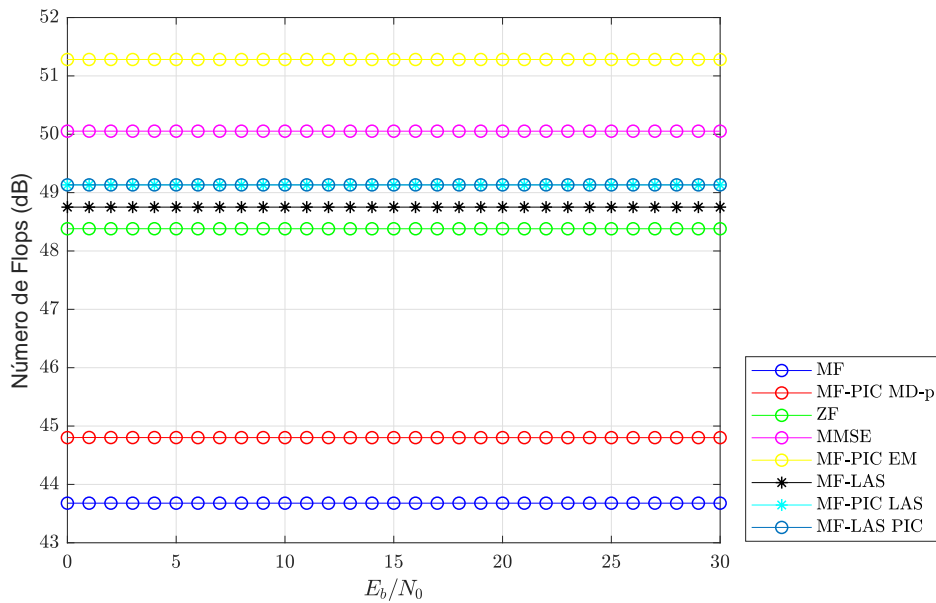


Figura 5.32: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-5}$

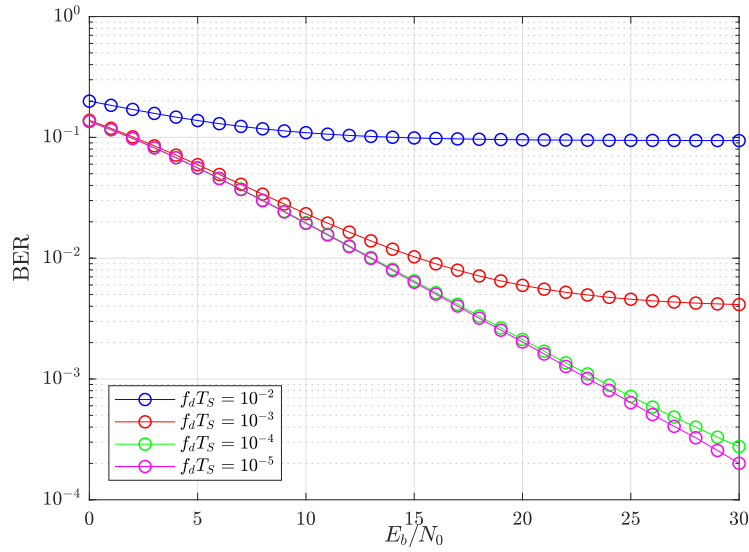


Figura 5.33: Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$ para diferentes velocidades de variação do canal

A Figura 5.33 apresenta resultados de desempenho obtidos com a detecção OFDM padrão para diferentes velocidades de variação de canal. Novamente aqui se aplicam os comentários qualitativos feitos em conexão com as figuras 5.15 e 5.24.

5.4 Cenário 4

O cenário 4 é caracterizado por blocos de 80 símbolos de informação, canal com 8 *taps*, prefixo cíclico de tamanho 8, 100.000 transmissões independentes e modulação QPSK. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 5.4.

Tabela 5.4: Parâmetros de simulação 4

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	80
Tamanho de CP (D)	8
Número de <i>taps</i> (L)	8
Modulação	QPSK

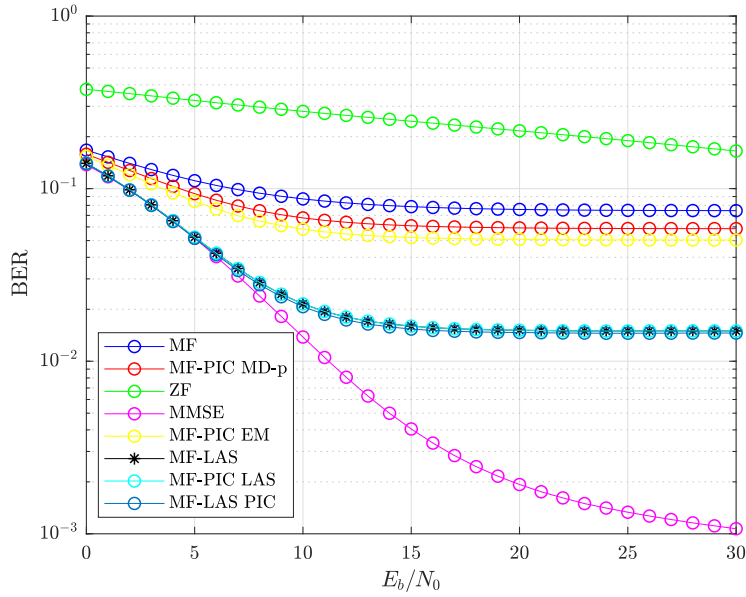


Figura 5.34: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-2}$

Na Figura 5.34 com $f_d T_s = 10^{-2}$, assim como no Cenário 2 ($f_d T_s = 10^{-2}$ e $L = 4$) o ZF tem o pior desempenho de todos os detectores, seguido pelo MF, com 7×10^{-2} , MF-PIC MD-p, que alcançou 6×10^{-2} , o MF-PIC EM com desempenho próximo ao MF-PIC MD-p, sendo de 5×10^{-2} , o MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com de $1,5 \times 10^{-2}$, o mesmo alcançado no Cenário 2. Em todos os cenários para essa velocidade de variação do canal o detector MMSE apresentou o melhor desempenho, no intervalo de valores de E_b/N_0 considerado, de 10^{-3} . Expandindo a análise para a complexidade, Figura 5.38 este cenário apresenta a mesma complexidade que o Cenário 2, pois o procedimento de detecção é realizado sobre vetores com a mesma dimensão.

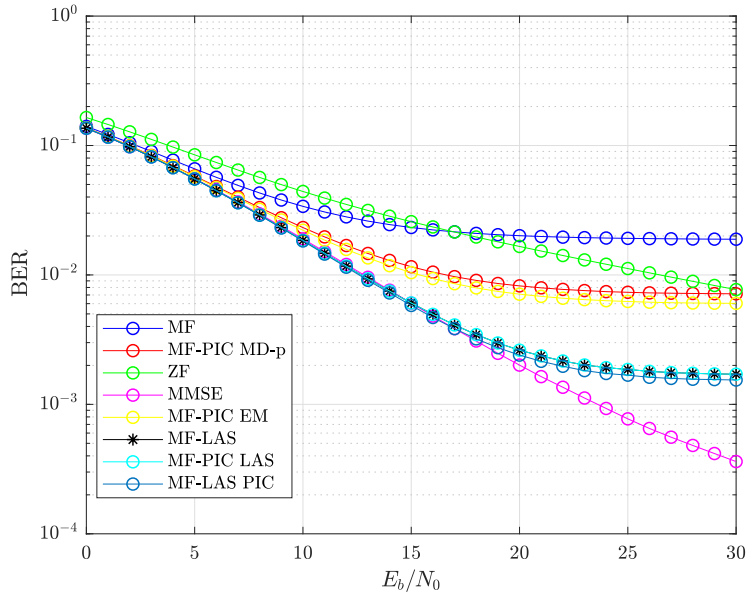


Figura 5.35: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$

Na Figura 5.35 com $f_d T_S = 10^{-3}$, 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, apresentando uma BER de $3,5 \times 10^{-4}$, enquanto os detectores MF-LAS e suas variações têm BER de $1,9 \times 10^{-3}$, no intervalo de valores de E_b/N_0 considerados. Com desempenho inferior, os detectores MF-PIC MD-p, MF-PIC EM atingem um 7×10^{-3} . As curvas de desempenho dos detectores ZF e MF se cruzam com o desempenho do primeiro superando o da segunda 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 5.39, o MMSE tem uma complexidade menor que a complexidade dos detectores MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC. Comparando com a Figura 5.26 ($L = 8$, 40 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$) correspondente ao Cenário 3 em que é transmitido um número menor de símbolos por bloco os detectores MF-LAS e suas variações apresentam um desempenho superior ao do MMSE até $E_b/N_0 = 25,5dB$ o que não acontece no cenário da Figura 5.35. Outra diferença é que no Cenário 3 o ZF apresenta um desempenho constantemente melhor que o MF e superando os detectores MF-PIC a partir de $E_b/N_0 = 24dB$.

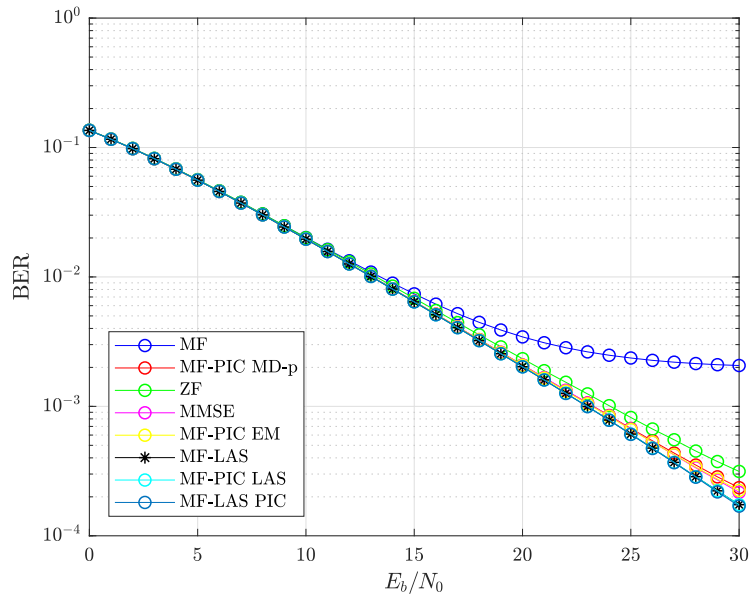


Figura 5.36: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-4}$

Na Figura 5.36 com $f_d T_s = 10^{-4}$, o desempenho de todos os detectores estão bastante próximos, exceto o do MF. Assim, com base no gráficos de complexidade, Figura 5.40, o detector mais recomendado para uso seria o MF-PIC MD-p.

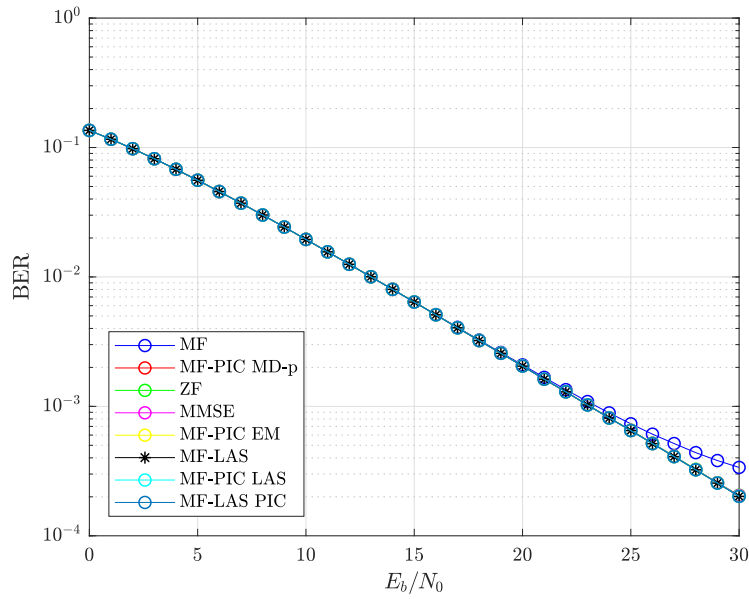


Figura 5.37: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ e velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$

Na Figura 5.37 com $f_d T_s = 10^{-5}$ o canal já é praticamente estático no intervalo de duração de cada bloco de símbolos transmitidos e todos os detectores apresentam o mesmo desempenho, sendo então mais vantajoso o uso do MF por ter o menor custo computacional, Figura 5.41. O mesmo ocorre em todos os cenários examinados para essa velocidade de variação de canal.

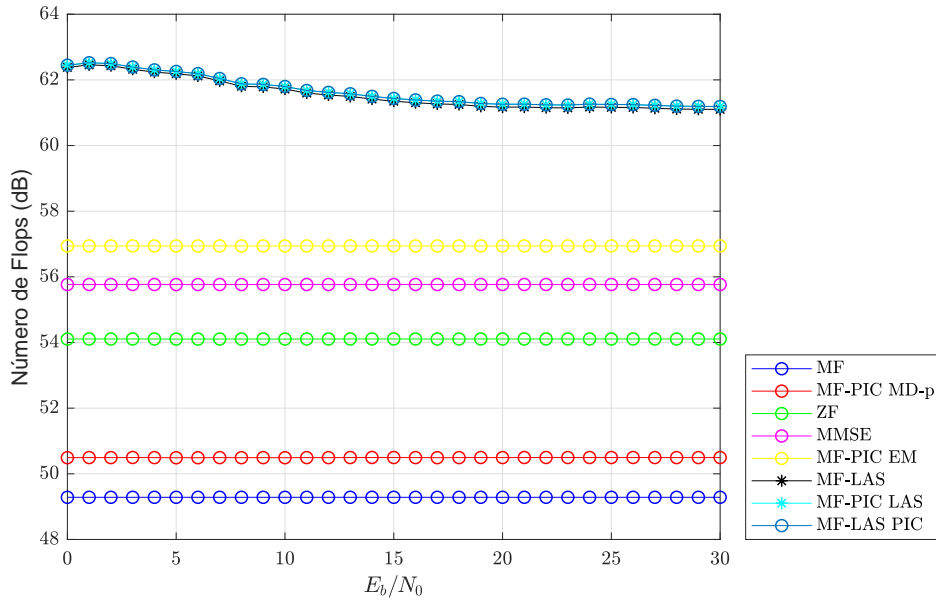


Figura 5.38: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_dT_s = 10^{-2}$

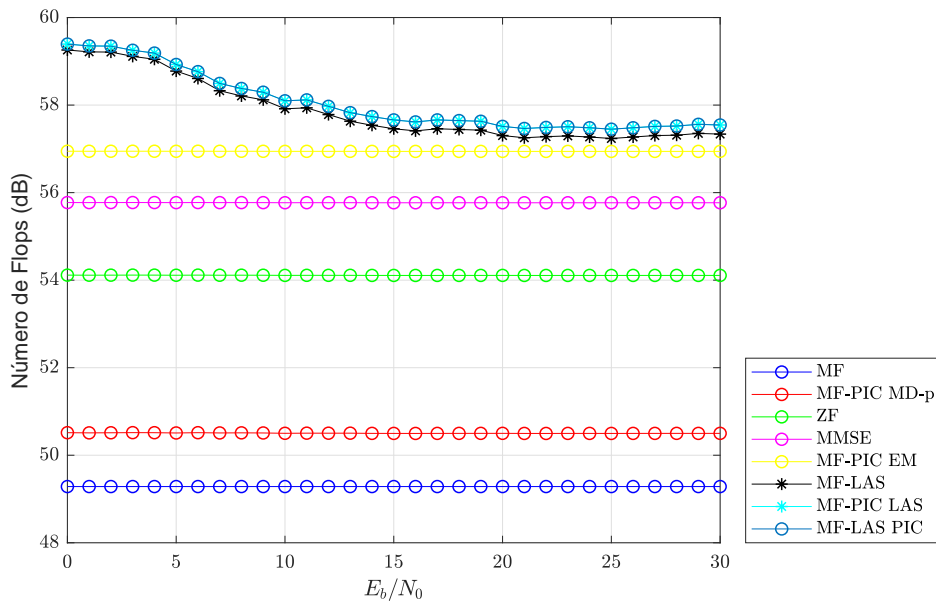


Figura 5.39: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_dT_s = 10^{-3}$

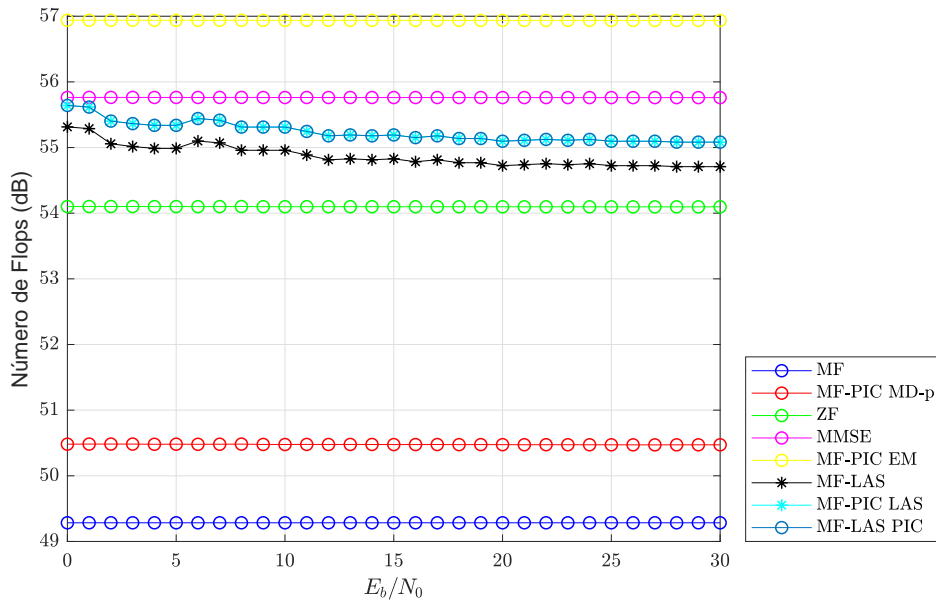


Figura 5.40: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-4}$

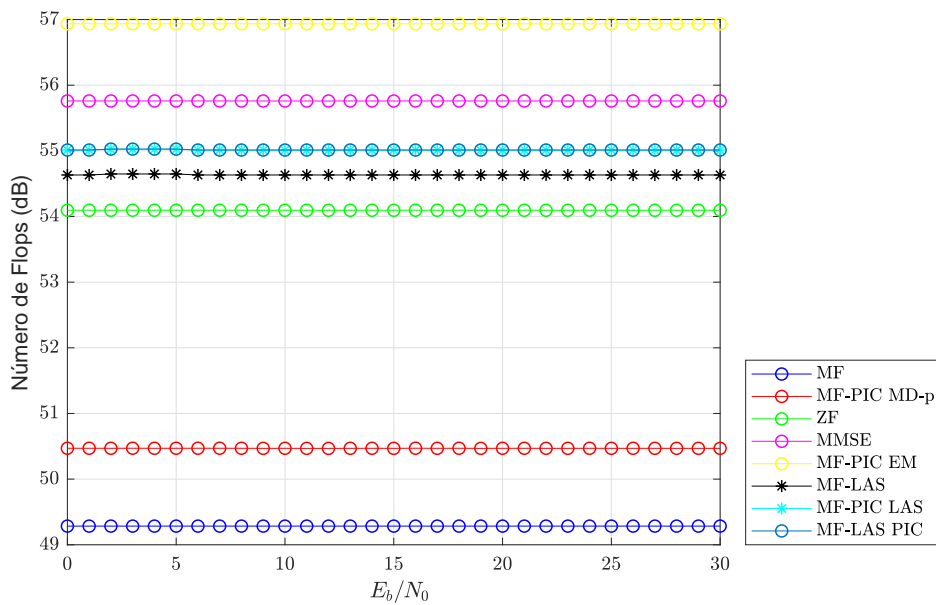


Figura 5.41: Complexidade dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ com $f_d T_s = 10^{-5}$

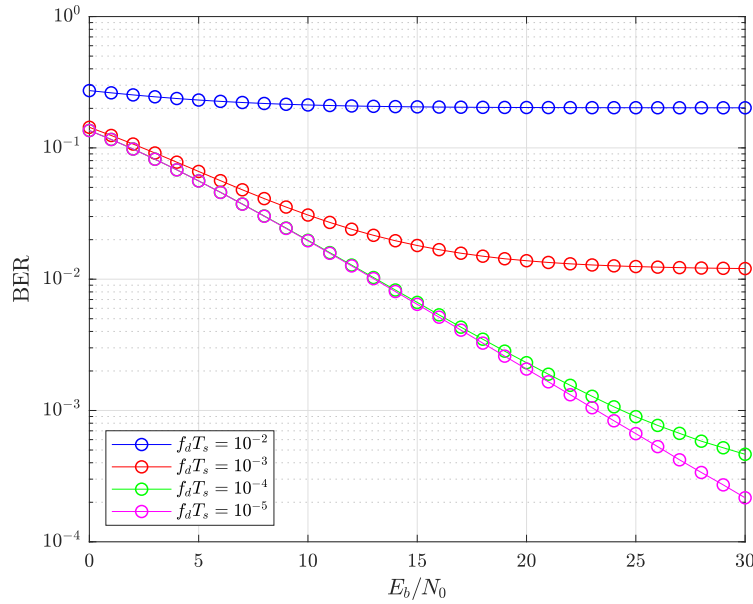


Figura 5.42: Desempenho BER do detector OFDM padrão com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$ para diferentes velocidades de variação do canal

A Figura 5.42 apresenta a detecção OFDM padrão para diferentes velocidades de variação de canal para comparação com o desempenho do detector MF apresentado nas figura 5.34 a 5.37. Assim como ocorreu nos demais cenários considerados, o desempenho do OFDM padrão só se mostrou inferior ao do OFDM MF para velocidades muito altas ($f_d T_s = 10^{-2}$). Superou o deste último para velocidades $f_d T_s = 10^{-3}$ e 10^{-4} . Para a velocidade $f_d T_s = 10^{-5}$ o desempenho do OFDM padrão é essencialmente igual ao MF, o que é esperado dado que o detector OFDM padrão utiliza apenas a diagonal da matriz \mathbf{B} na equalização e para essa velocidade a matriz \mathbf{B} pode ser considerado como quase diagonal.

Os métodos de detecção apresentados no Capítulo 4 e simulados no Capítulo 5 pressupõem o conhecimento da matriz de canal, que na prática necessita ser estimada. Métodos de estimação eficientes aplicáveis ao caso de canais invariantes no tempo estão disponíveis na literatura. Entretanto, a estimação de canal em sistemas OFDM no caso de canais com variações rápidas é um problema bem mais complexo e com poucos estudos relativamente recentes. Para avaliar o impacto de um erro de estimação de canal no desempenho dos detectores, uma parcela de erro será acrescida à resposta ao impulso discreta do canal \mathbf{h}_i , originando a estimativa:

$$\hat{\mathbf{h}}_i = \mathbf{h}_i + \boldsymbol{\varepsilon}_i \quad (6-1)$$

onde \mathbf{h}_i é resposta ao impulso discreto do canal e o vetor do erro $\boldsymbol{\varepsilon}_i$ é suposto complexo gaussiano de média nula e matriz covariância $\mathbf{K}_{\boldsymbol{\varepsilon}_i} = \mathbb{E}[\boldsymbol{\varepsilon}_i \boldsymbol{\varepsilon}_i^H] = \sigma_\varepsilon^2 \mathbf{I}_L$. O valor do erro médio quadrático relativo da estimativa $\hat{\mathbf{h}}_i$ é então

$$\eta = \frac{\mathbb{E}[\|\hat{\mathbf{h}}_i - \mathbf{h}_i\|^2]}{\mathbb{E}[\|\mathbf{h}_i\|^2]} = \frac{\mathbb{E}[\|\boldsymbol{\varepsilon}_i\|^2]}{1} = L\sigma_\varepsilon^2 \quad (6-2)$$

e portanto $\sigma_\varepsilon^2 = \frac{\eta}{L}$

A matriz de canal estimada $\hat{\mathbf{H}}_i$ dada por:

$$\hat{\mathbf{H}}_i = \begin{bmatrix} \hat{h}_0^{(iP)} & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \hat{h}_1^{(iP)} & \hat{h}_0^{(iP+1)} & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ \vdots & \hat{h}_1^{(iP+1)} & \ddots & \ddots & 0 & \ddots & 0 \\ \hat{h}_{(L-1)}^{(iP)} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \hat{h}_{(L-1)}^{(iP+1)} & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & \dots & \hat{h}_1^{(iP+P-2)} & \hat{h}_0^{(iP+P-1)} \end{bmatrix}_{P \times P} \quad (6-3)$$

é usada para gerar a matriz estimada $\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{F}_M[\mathbf{0}_{M \times D} \ \mathbf{I}_{M \times M}] \hat{\mathbf{H}}_i \mathbf{F}_{CP}$ utilizada pelos diferentes detectores.

Utilizando o procedimento descrito, este capítulo apresenta resultados de desempenho BER obtidos com técnicas de detecção enfocadas nesta disserta-

ção. Os resultados consideram os 4 cenários descritos no Capítulo 5 e valores de erro médio quadrático relativo correspondentes a 10, 5 e 1 por cento.

6.1

Cenário 1

As figuras 6.1 a 6.3 consideram diferentes valores para o erro médio quadrático relativo, η , da estimativa, com $f_d T_s = 10^{-3}$, canal com 4 *taps*, 100.000 transmissões independentes, prefixo cíclico de tamanho 4 e $M=40$. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 6.1.

Tabela 6.1: Parâmetros de simulação 1

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	40
Tamanho de CP (D)	4
Número de <i>taps</i> (L)	4
Modulação	QPSK
$f_d T_s$	10^{-3}

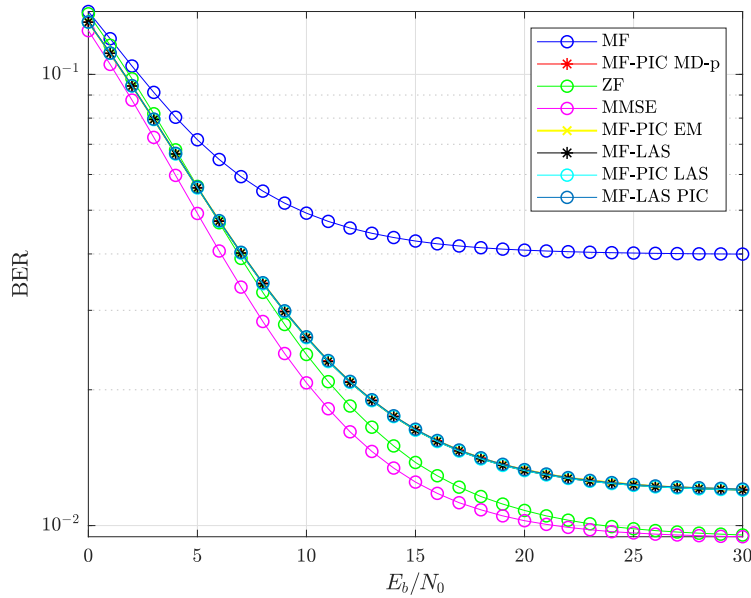


Figura 6.1: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$

Os resultados apresentados na Figura 6.1 são para erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 10^{-1}$, ou seja, foi inserido 10% de erro, valor consideravelmente alto. Por isso em comparação com a Figura 5.8 ($L = D = 4$, 40 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 0$) o desempenho de todos os detectores apresentam forte degradação. Observa-se também que com o uso de uma estimativa errônea da matriz $\hat{\mathbf{B}}$, os desempenho dos detectores tornaram-se mais próximos, praticamente coincidentes no caso dos detectores do tipo MF-PIC com os do tipo MF-LAS bastantes próximos no caso ZF e MMSE, no intervalo de valores de E_b/N_0 considerados.

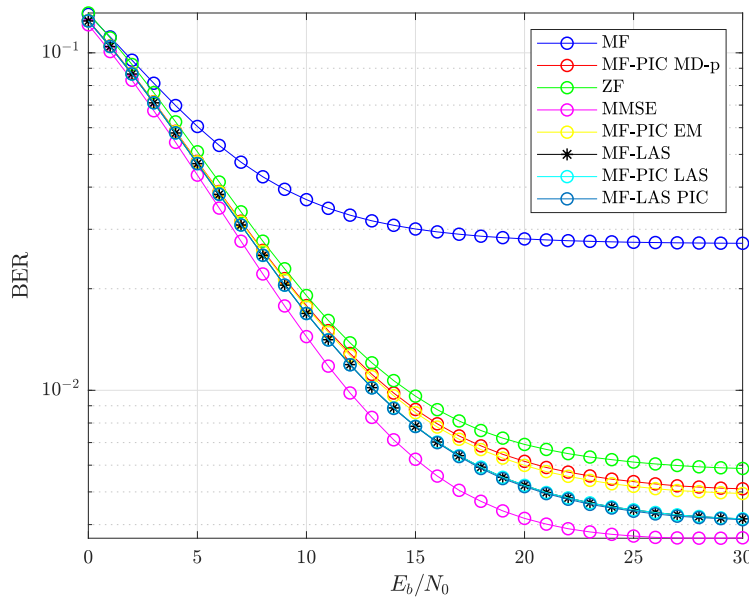


Figura 6.2: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$

A Figura 6.2 apresenta resultados de desempenho obtidas com uma estimativa errônea do vetor do canal com médio quadrático relativo de $\eta = 5 \times 10^{-2}$, ou seja, 5% de erro, nesse cenário os desempenhos dos detectores têm o mesmo ordenamento da Figura 5.8, com a esperada melhora quando comparada com os resultados da Figura 6.1. Nota-se também maior distinção entre os desempenhos dos diferentes detectores.

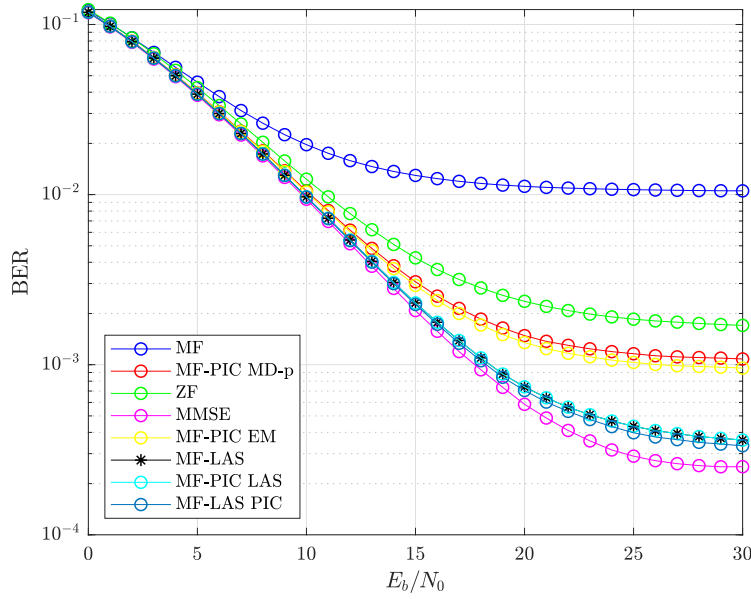


Figura 6.3: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 40 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$

Os resultados apresentados na Figura 6.3 correspondem a um erro médio quadrático relativamente pequeno de $\eta = 10^{-2}$, ou seja, 1% de erro. Nesse cenário os desempenhos se aproximam mais dos resultados ilustrados na Figura 5.8, mantendo a mesma ordenação. Ressalte-se, entretanto, a ainda persistente forte degradação do desempenho do receptor MMSE, de $1,5 \times 10^{-5}$ ($\eta = 0$) para $2,5 \times 10^{-4}$ ($\eta = 10^{-2}$) para $E_b/N_0 = 30dB$.

6.2 Cenário 2

As figuras 6.4 a 6.6 apresentam resultados para diferentes valores de um cenário com $f_d T_s = 10^{-3}$, 100.000 transmissões independentes, prefixo cíclico de tamanho 4, $M=80$ e 4 taps. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 6.2.

Tabela 6.2: Parâmetros de simulação 2

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	80
Tamanho de CP (D)	4
Número de <i>taps</i> (L)	4
Modulação	QPSK
$f_d T_S$	10^{-3}

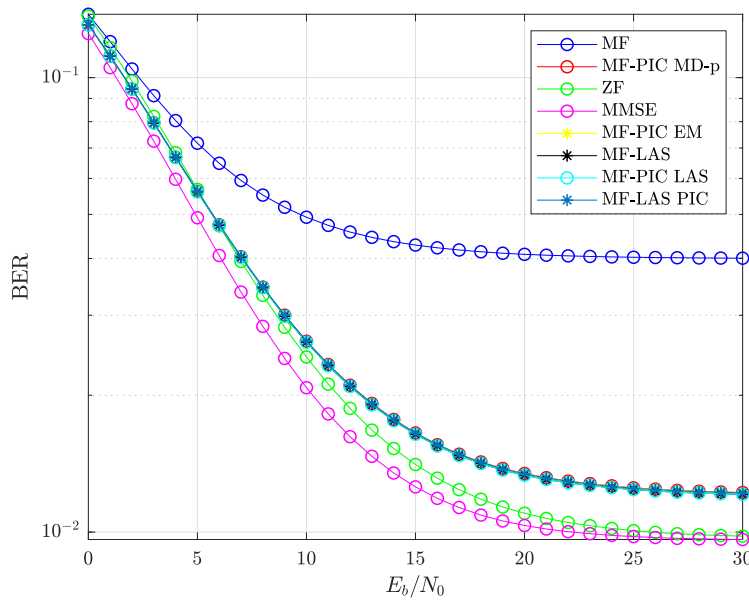


Figura 6.4: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$

Os resultados apresentados na Figura 6.4 são para um erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 10^{-1}$, ou seja, 10% de erro. Observa-se que mesmo com um número diferentes de símbolos transmitido os resultados de desempenho são bastante similares, e igualmente ruins, aos obtidos no Cenário 1, Figura 6.1. A comparação com os resultados apresentados na Figura 5.17 ($L = D = 4$, 80 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 0$), evidenciam a forte degradação de desempenho, com destaque ao caso MMSE.

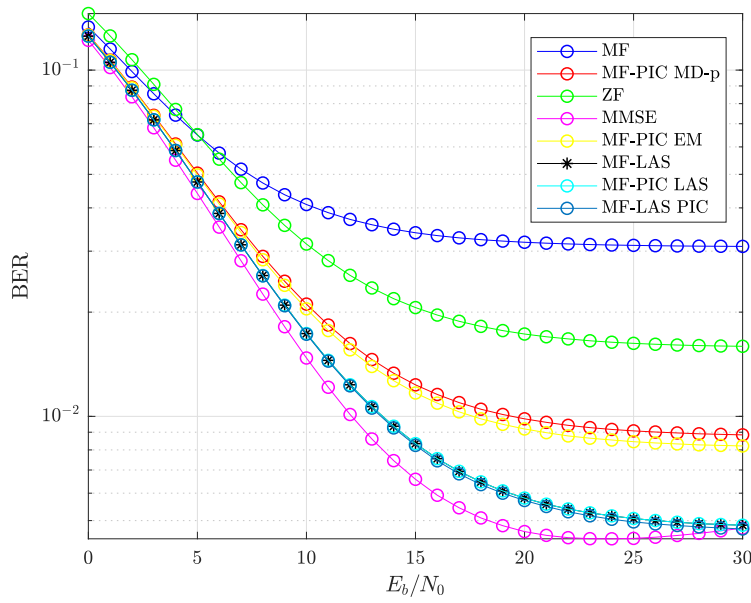


Figura 6.5: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$

Na Figura 6.5 as parcelas de erro introduzidas na resposta ao impulso do canal levam a um erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 5 \times 10^{-2}$, ou seja, 5% de erro, nesse cenário os detectores apresentam o mesmo ordenamento da Figura 5.17 e com maior distinção entre os respectivos desempenhos quando comparados aos apresentados na Figura 6.4 ($\eta = 10^{-1}$). Ressalte-se também aqui a forte degradação de desempenho do detector MMSE que resultou em um desempenho inferior aos detectores MF-LAS para valores menores que $E_b/N_0 = 30dB$.

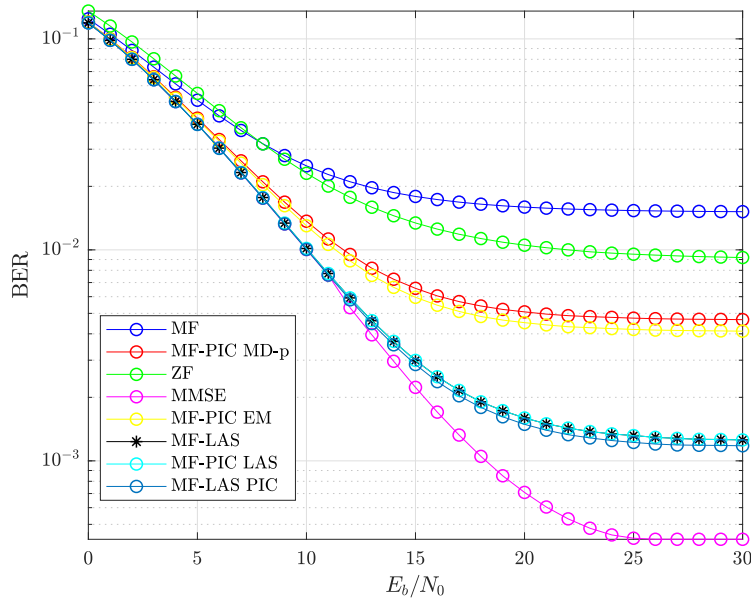


Figura 6.6: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 4$, 80 símbolos, $D = 4$, velocidade $f_d T_s = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$

Os resultados apresentados na Figura 6.6 são para um médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 10^{-2}$, ou seja, 1% de erro, nesse cenário os resultados se aproximam do desempenho dos detectores da Figura 5.17, mantendo a mesma ordenação e atingindo valores similares ou ligeiramente piores de desempenho. Destaque-se, entretanto, novamente, a alta sensibilidade do detector MMSE a erros na estimação de canal, exemplificado pela elevação do valor de BER de 3×10^{-5} na Figura 5.17 ($\eta = 0$) para 4×10^{-4} na Figura 6.6.

6.3 Cenário 3

As figura 6.7 a 6.9 apresentam resultados de desempenho para diferentes valores de erro médio quadrático relativo da estimativa, com $f_d T_s = 10^{-3}$, canal com 8 taps, 100.000 transmissões independentes, prefixo cíclico de tamanho 8 e $M=40$. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 6.3.

Tabela 6.3: Parâmetros de simulação 3

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	40
Tamanho de CP (D)	8
Número de <i>taps</i> (L)	8
Modulação	QPSK
$f_d T_S$	10^{-3}

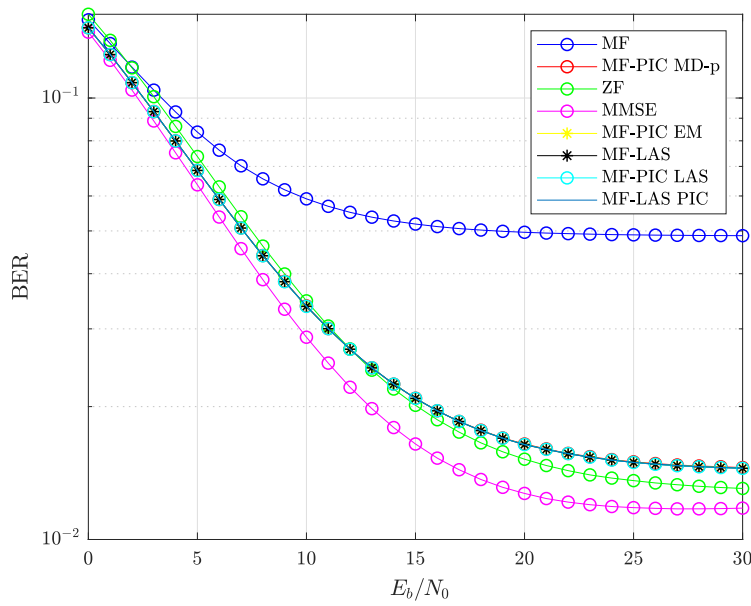


Figura 6.7: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$

Os resultados ilustrados na Figura 6.7 são para um erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 10^{-1}$, ou seja, 10% de erro. Comparação com os resultados da Figura 5.26 ($L = D = 8$, 40 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 0$) indicam um degradação de desempenho maior do que a dos cenários anteriores, figuras 6.1 e 6.4.

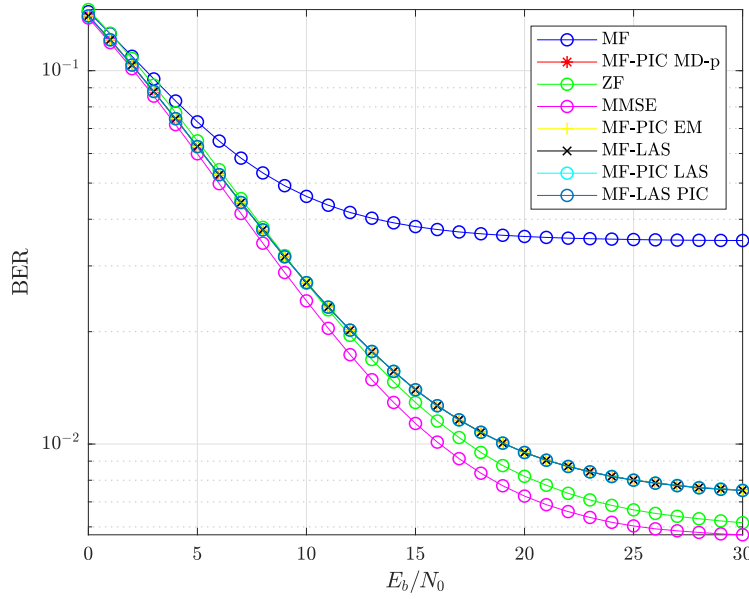


Figura 6.8: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$

As figura 6.8 e 6.9 ilustram resultados de desempenho obtidos com valores de $\eta = 5 \times 10^{-2}$ (5%) e $\eta = 10^{-2}$ (1%), respectivamente. Note-se que ambos os casos a proximidade entre os desempenhos dos diferentes detectores, notadamente no caso $\eta = 10^{-1}$, onde há uma coincidência no desempenho dos detectores MF-PIC e MF-LAS, o que não foi indicado pelos resultados na Figura 5.26 ($L = D = 8$, 40 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 0$).

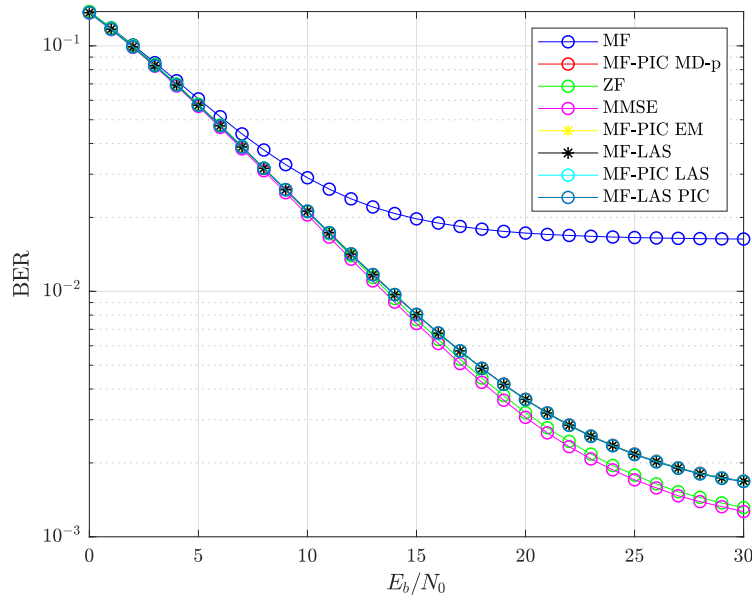


Figura 6.9: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 40 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$

6.4 Cenário 4

As figura 6.10 a 6.12 consideram diferentes valores para o erro médio quadrático relativo, η , da estimativa, com $f_d T_S = 10^{-3}$, canal com 8 *taps*, 100.000 transmissões independentes, prefixo cíclico de tamanho 8 e $M=80$. Os parâmetros são reproduzidos na Tabela 6.4.

Tabela 6.4: Parâmetros de simulação 4

Número de experimentos	100.000
Número de símbolos (M)	80
Tamanho de CP (D)	8
Número de <i>taps</i> (L)	8
Modulação	QPSK
$f_d T_S$	10^{-3}

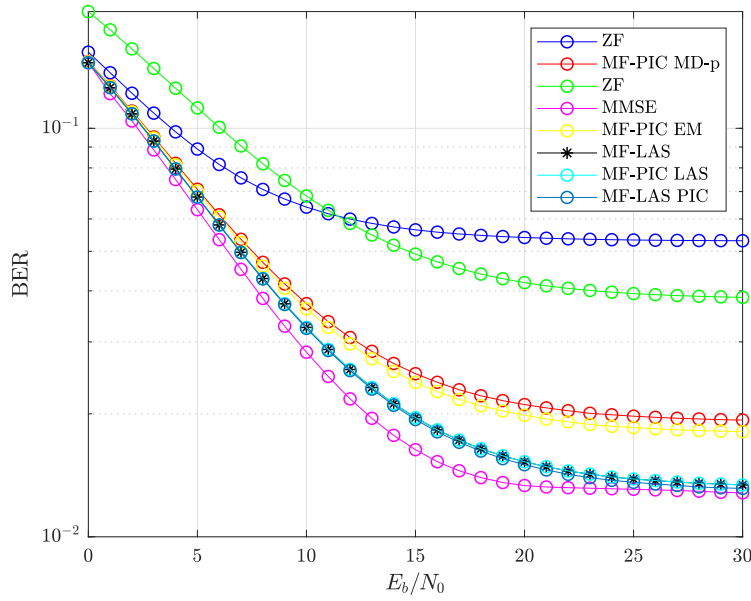


Figura 6.10: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-1}$

Os resultados apresentados na Figura 6.10 são para um erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 10^{-1}$, ou seja, 10% de erro. É possível notar que independentemente do cenário apresentado os resultados para este η são similares, o desempenho de todos os detectores são ruins. Comparando com a Figura 5.35 ($L = D = 8$, 80 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 0$) nota-se que os detectores mantêm a mesma ordenação, exceto pelo MF-LAS e suas variações que apresenta um desempenho BER melhor que o MMSE após o valor de $E_b/N_0 = 25dB$ na Figura 6.10.

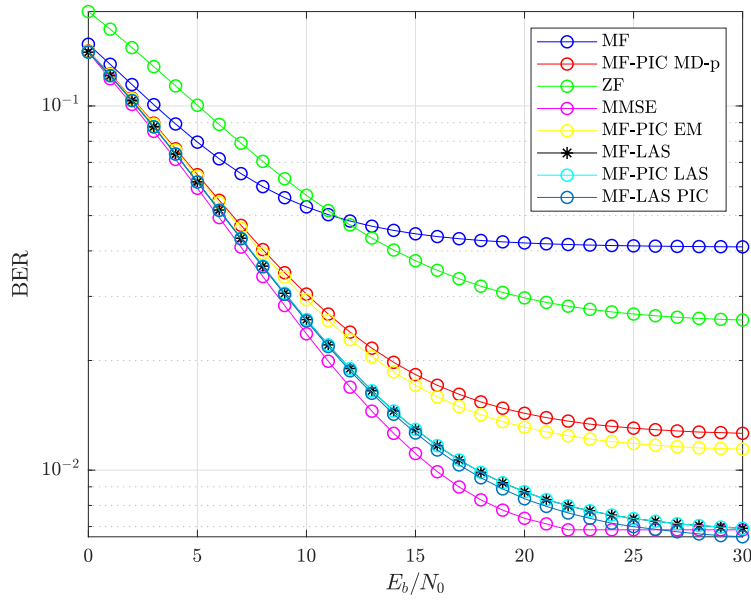


Figura 6.11: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 5 \times 10^{-2}$

Na Figura 6.5 as parcelas de erro introduzidas na resposta ao impulso do canal levam a um erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 5 \times 10^{-2}$, ou seja, 5% de erro. Como esperado, o desempenho BER melhorou para todos os detectores em comparação a Figura 6.10 ($L = D = 8$, 80 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 10^{-1}$) e mantendo a mesma ordenação. Comparando com a Figura 5.35 ($L = D = 8$, 80 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 0$) o desempenho ainda é inferior.

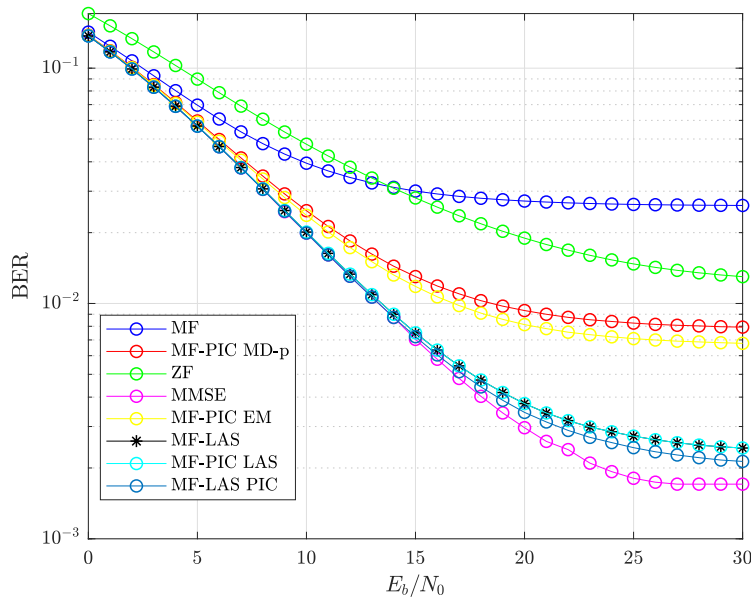


Figura 6.12: Desempenho BER dos detectores MF, MF-PIC MD-p, ZF, MMSE, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC com conhecimento perfeito do canal, $L = 8$, 80 símbolos, $D = 8$, velocidade $f_d T_S = 10^{-3}$ e $\eta = 10^{-2}$

Os resultados apresentados na Figura 6.12 são para um erro médio quadrático relativo da estimativa de $\eta = 10^{-2}$, ou seja, 1% de erro, nesse cenário os resultados se aproximam do desempenho dos detectores da Figura 5.35 ($L = D = 8$, 80 símbolos, $f_d T_S = 10^{-3}$, $\eta = 0$), mantendo a mesma ordenação e atingindo valores similares ou ligeiramente piores de desempenho, exceto pelo MMSE que apresentou um desempenho muito inferior.

A técnica OFDM é uma técnica de transmissão amplamente utilizada em tecnologias recentes de sistemas de comunicações digitais. A maioria dos estudos e análises de desempenho de sistemas OFDM supõem, entretanto, que a transmissão é feita através de canais quase-estáticos, significando que o canal mantém-se essencialmente invariante no tempo ao longo da transmissão de cada bloco de símbolos de informação (símbolo OFDM). Essa dissertação ampliou estes estudos ao considerar canais que variam rapidamente no tempo, onde foi admitido que o canal não varia ao longo do intervalo de 1 símbolo de informação, mas mudanças podem ocorrer de um símbolo para outro. Esta condição implica em mudanças significativas nas estratégias de detecção e no desempenho do sistema, enfoques principais da presente dissertação. Assim, primeiramente no Capítulo 2, foi feita uma análise dos principais conceitos da técnica de transmissão OFDM, onde foi detalhado o processo de geração dos sinais, desde a sua origem e posterior adoção da Transformada de Fourier e Prefixo Cíclico. Após, no Capítulo 3, foi apresentado um modelo discreto para transmissão e recepção de sinais CP-OFDM que considera a variação temporal do canal de transmissão. Com base neste modelo, foi apresentado no Capítulo 4 o desenvolvimento teórico de diferentes detectores, desde o mais simples como o MF, os amplamente utilizados como MMSE e ZF e os propostos para comparação, aqui referenciados como MF-PIC MD-p, MF-PIC EM, MF-LAS, MF-PIC LAS e MF-LAS PIC.

Este trabalho englobou o desenvolvimento em um ambiente de simulação na linguagem .m, que pode ser adaptado para diferentes cenários, além dos já expostos aqui cujos resultados foram mostrados no Capítulo 5, através de curvas e comparações de desempenho das diferentes técnicas de detecção enfocadas. Estes resultados indicam, por exemplo, 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 quase todos os cenários apresentados.

A análise da complexidade computacional, também incluída neste ca-

pítulo, complementa o estudo de adequabilidade dos detectores por meio da avaliação do compromisso desempenho/custo computacional associado às diferentes estratégias enfocadas 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 , 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 bastante próximos.

O Capítulo 6 apresentou resultados ilustrativos do impacto que uma estimação imperfeita de canal de transmissão pode ocasionar no desempenho dos detectores. Esta avaliação foi feita por meio da introdução de parcelas aleatórias de erro nas componentes da resposta ao impulso discreta do canal utilizada pelos detectores em seus respectivos procedimentos de detecção, resultando em diferentes valores para o erro médio quadrático do vetor de canal utilizado na detecção. Ressalte-se, entretanto, que procedimentos de estimação e seus resultados não foram considerados aqui. Neste sentido cumpre ressaltar dois possíveis enfoques relacionados ao uso de estimadores: primeiro a estimação propriamente dita do canal de transmissão e seu uso na construção de matriz de detecção $\hat{\mathbf{B}} = \mathbf{F}_M \hat{\mathbf{H}}_i \mathbf{F}_{CP}$, utilizada pelos detectores. Este enfoque demanda portanto técnicas de estimação do canal OFDM com variações rápidas que é ainda um tópico que requer estudos. Um outro enfoque, aparentemente menos desafiador, seria a estimação direta da matriz \mathbf{B}_i variante no tempo, a partir dos vetores recebidos. Neste caso técnicas adaptativas como RLS e LMS que utilizam pilotos e esquemas *data-aided* podem ter sua viabilidade examinada no caso de velocidades de variação do canal relativamente altas.

Levando-se estes aspectos em consideração, sugestões para trabalhos futuros incluem:

- (i) Estimação de canal OFDM com variações temporais rápidas (e sua aplicação na construção da matriz $\hat{\mathbf{B}}_i$).
- (ii) Estudo de técnicas adaptativas voltadas diretamente para geração de estimativas da matriz de detecção $\hat{\mathbf{B}}_i$, e
- (iii) Avaliação de desempenho de sistemas CP-OFDM quando operando em canais com variações temporais rápidas e detecção baseada em estimativas obtidas com os enfoques (i) e (ii).

Referências bibliográficas

- [1] CHANG, R.W. E GIBBY, R.. A theoretical study of na orthogonal multiplexing data transmission scheme. IEEE Trans. On. Communications, 16(4):529–540, Aug, 1968.
- [2] BACKX, F. D.. **Estimação de canal e detecção cega de sinais em sistemas de transmissão ofdm.** Tese de doutorado, PUC-RIO, Rio de Janeiro, Apr, 2009.
- [3] CIMINI, L.. Analysis and simulation of a digital of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing. IEEE Trans. On Communications, 33(7):66–675, Jul, 1985.
- [4] WEINSTWEIN, S.B., E. P.. Data transmission by frequency division multiplexing using the discrete fourier transform. IEEE Transactions on Communication Techology, 19:628–634, Out, 1971.
- [5] MUQUET, B.; WANG, Z. G. C. M. D. P.. Cyclic prefix or zero padding for wireless multicarrier communications. IEEE Trans. On Communications, p. 2136–2148, Dec, 2002.
- [6] NEGI, R.; CIOFFI, J.. Pilot tone selection for channel estimation in a mobile ofdm system. IEEE “Transactions on Consumer Electronics”, 44(3):1122–1128, Aug, 1998.
- [7] BARHUMI, I.; LEUS, G. M.. Optimal training desingn for mimo ofdm systems in mobile wireless channels. IEEE Transactions on Signal Processing, 51(6):1615–1624, Jun, 2003.
- [8] ARTEAGA, J.P.M.A.; DAVID, R. N. R.. Simultaneous detection and parallel interference cancellation in gfdm for 5g. XXXV SIMPOSIO BRASILEIRO DE TELECOMUNICAÇÕES E PROCESSAMENTO DE SINAIS – SBr T2017, 3(6), Sep, 2017.
- [9] LI, P. M. R. D.. Multiple output selection-las algorithm in large mimo systems. IEEE COMMUNICATIONS LETTERS, 14(5), May, 2010.

- [10] JUNIOR, A. A. P.. **Detecção de sinais no enlace reverso de sistemas mimo de larga escala com múltiplos usuários e células**. Tese de Doutorado, PUC-RIO, Mar, 2017.
- [11] DIAS, J. T.. **Desempenho de algoritmo para estimação de parâmetros de sincronização em sistemas ofdm**. Dissertação de Mestrado, IME, Mar, 2016.
- [12] BATCHELOR, M. S. C.. **Origins of carrier multiplexing**. ATT, Mar, 2017.
- [13] LI, P. M. R. D.. **Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission**. Bell System Technical Journal, 45(10):1775–1796, 1996.
- [14] PINTO, E. L.; ALBUQUERQUE, C.. **A técnica de transmissão ofdm**. Revista Científica Periódica Telecomunicações, 5(1), Jun,2002.
- [15] SALZ, J.; WEINSTEIN, S. B.. **Fourier transform communication system**. Bell Telephone Laboratories, Incorporated Holmdel, New Jersey.
- [16] DAVID, R. P.. **Técnica de estimação de canal utilizando símbolos pilotos em sistemas ofdm**. Dissertação de Mestrado, PUC-RIO, Rio de Janeiro, Maio,2007.
- [17] PELED, A.; RUIZ, A.. **Frequency domain data transmission using reduced computational complexity algorithms**. Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80, p. 964–967, 1980.
- [18] MORRISON, REBECCA; CIMINI, L. J. W. S. K.. **On the use of a cyclic extension in ofdms**. Acoustics, Speech, and Signal Processing, IEEE International Conference on ICASSP'80, p. 964– 967, 2001.
- [19] JUNIOR, R. P.. **Estudo da estimação de canal para sistemas ofdm baseada no arranjo comb-type**. Trabalho de conclusão de curso, Instituto Federal de Santa Catarina, Santa Catarina, 2005.
- [20] GUERRA, M. V.. **Caracterização do canal de propagação para redes de tv digital de frequência Única**. Tese de Doutorado, PUC-RIO, Rio de Janeiro, 2002.
- [21] FASEL, K; KAISER, S.. **Multi-carrier and spread spectrum systems: From ofdm and mc-cdma to lte and wimax**. WILEY.

- [22] RAPPAPORT, T. S.. **Wireless communications: Principles and practice**. Prentice-Hall, 1999.
- [23] GOLDSMITH, A.. **Wireless communications**. cambridge university press, 2005.
- [24] FUKUSA, R. M.. **Sistema de comunicação ofdm: da fundamentação conceitual à implementação em plataforma dsp**. Trabalho de Conclusão de Curso, Universidade Estadual de Londrina, 2016.
- [25] BENEDETTO, S.; BIGLIERI, E. C. V.. **Digital transmission theory**. New Jersey, Prentice Hall, 1987.
- [26] PARSONS, J. D.. **The mobile radio propagation channel**. Wiley, 1992.
- [28] LUCKY, R. W.. **Automatic equalization for digital communication**. Bell System Technical Journal, 44(10):547–588, 1965.
- [29] HAMPTON, J. R.. **Introduction to mimo communications**. Cambridge University Press, 2014.