



Juan Pablo Mayoral Arteaga

**Detecção de Sinais em Sistemas com
Transmissão GFDM**

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 da PUC-Rio.

Orientador : Prof. Raimundo Sampaio Neto
Co-Orientador: PhD. Rodrigo Pereira David

Rio de Janeiro
Abril de 2017



Juan Pablo Mayoral Arteaga

**Detecção de Sinais em Sistemas com
Transmissão GFDM**

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. Aprovada pela Comissão Examinadora abaixo assinada.

Prof. Raimundo Sampaio Neto

Orientador

Departamento de Engenharia Elétrica – PUC-Rio

PhD. Rodrigo Pereira David

Co-Orientador

Inmetro

Prof. José Mauro Pedro Fortes

Departamento de Engenharia Elétrica - PUC-Rio

PhD. João Alfredo Cal Braz

Inmetro

Prof. Márcio da Silveira Carvalho

Coordenador Setorial do Centro

Técnico Científico - PUC-Rio

Rio de Janeiro, 10 de Abril de 2017

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

Juan Pablo Mayoral Arteaga

Graduou-se em Engenharia Eletrônica pela Universidad de Nariño - San Juan de Pasto, Colombia.

Ficha Catalográfica

Arteaga, Juan Pablo Mayoral

Detecção de Sinais em Sistemas com Transmissão GFDM/ Juan Pablo Mayoral Arteaga; orientador: Prof. Raimundo Sampaio Neto; co-orientador: PhD. Rodrigo Pereira David. – 2017.

82 f: il.(color.); 30 cm

Dissertação (mestrado) – Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Departamento de Engenharia Elétrica, 2017.

Inclui bibliografia

1. Engenharia Elétrica – Teses. 2. Interferências Vs Desempenho. 3. GFDM Vs OFDM. 5. Detecção com Filtro Casado. 6. PIC. I. Neto, Raimundo Sampaio. II. . III. Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro. Departamento de Engenharia Elétrica. IV. Título.

CDD: 621.3

Agradecimentos

Agradeço a Deus por ter me acompanhado sempre no meu caminho até o Brasil, por ser minha força nos tempos de fraqueza e por encher minha vida de luz, conhecimento e, sobre tudo, felicidade.

É complicado expressar tantas palavras de agradecimento que teria que dizer às muitas pessoas com as quais tenho aprendido alguma coisa. Vou tentar que ninguém fique fora, mas se por acaso seu nome não estiver aqui, isto não significa que não estou agradecido.

Eu quero em primeiro lugar dizer que sem a ajuda, tempo, amizade e orientação do professor Raimundo este trabalho não teria sido possível. Ao doutor Rodrigo David meu co-orientador, muito obrigado pelo seu tempo, dedicação e cordialidade.

À agência de fomento CAPES pelo apoio econômico que torna possível estudar e ao mesmo tempo morar nesta cidade maravilhosa, à PUC-RIO por me oferecer a oportunidade de aprender e de continuar com minha formação profissional.

Agradeço aos meus pais Sara e Pablo pelo apoio em toda minha vida, porque me ensinam valores todos os dias, por deixar que eu voe e por fornecer as minhas asas. Ao Ferchito meu irmão por inspirar inocência e humildade nas pessoas e especialmente em mim.

À Juanita minha namorada por caminhar ao meu lado e por não me deixar cair quando fico cansado ou com medo. Te amo mi Princesa Bella.

Aos meus professores todos, Viteri, Zaulo, C. Vega, José Mauro, Raimundo... e cada um deles por dar seu tempo para ensinar, porque eu acho que ser professor é o trabalho mais importante do mundo, obrigado.

Aos meus companheiros da Universidad de Nariño, que viram para se formar, como eu, especialmente aos meus colegas no trabalho final de graduação, Liss e Carlitos.

Aos meus colegas no CETUC e amigos na PUC, Jose, K-ti, Albertito, Azu, Y-Y, Mao, Junior, Américo, Javier... obrigado por sua amizade e ajuda.

Aos meus amigos aqui no Brasil, que são agora minha família neste país. Também aos meus amigos e família lá na Colômbia por confiar e acreditar nas minhas capacidades.

Agradeço a minha avó pelo carinho, Abuela, ya soy Master!

Juan.

Resumo

Arteaga, Juan Pablo Mayoral; Neto, Raimundo Sampaio. **Detecção de Sinais em Sistemas com Transmissão GFDM**. Rio de Janeiro, 2017. 82p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

O trabalho aqui apresentado objetiva a análise e estudo preliminar das possibilidades do sistema GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*). Especificamente o estudo examina o desempenho de diferentes tipos de detectores passíveis de serem aplicados neste sistema de comunicações, incluindo métodos de detecção lineares clássicos tais como *Zero Forcing* e detecção com filtro casado. Um passo importante para o estudo realizado foi o desenvolvimento de um modelo matricial para representar os sinais gerados em um sistema de transmissão GFDM, a semelhança dos modelos de sinais utilizados para o estudo de sistemas OFDM. Tal modelo permite o estudo não só de detectores mas também de outras partes do sistema e a integração com algumas outras tecnologias de comunicação como MIMO e técnicas de Radio Cognitivo. A partir do modelo matricial apresentado, curvas de desempenho foram obtidas por meio de simulação para vários tipos de detectores quando aplicados no sistema GFDM. Além disso o trabalho propõe e analisa o desempenho resultante da aplicação da técnica de cancelamento de interferências em paralelo (PIC, *Parallel Interference Cancellation*) em conjunção com os diferentes métodos de detecção considerados. Diferentes estratégias para estabelecer o número de estágios PIC realizados a cada detecção são também propostas e examinadas. Comparações entre os sistemas GFDM e OFDM, enfocando a complexidade na geração dos sinais e desempenho dos receptores são também parte dos resultados apresentados neste trabalho.

Palavras-chave

GFDM vs OFDM; geração de sinais; complexidade; detecção com filtro casado; detecção *Zero Forcing*; cancelamento de interferências em paralelo; desempenho.

Abstract

Arteaga, Juan Pablo Mayoral ; Neto, Raimundo Sampaio (Advisor). **Signal Detection in GFDM Systems**. Rio de Janeiro, 2017. 82p. Dissertação de Mestrado – Departamento de Engenharia Elétrica, Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro.

The work presented herein aims at the analysis and preliminary study of the possibilities of the GFDM (Generalized Frequency Division Multiplexing) system. Specifically the study examines the performance of different types of detectors likely to be applied in this communications system, including classical linear detection methods such as Zero Forcing and Matched Filter detection. An important step for the study was the development of a matrix model to represent the signals generated in a GFDM transmission system, similar to the signal models used for the study of OFDM systems. Such a model allows the study not only of detectors but also of other parts of the system and the integration with other communication technologies such as MIMO and Cognitive Radio techniques. From the matrix model presented, performance curves were obtained by means of simulation for several types of detectors when applied in the GFDM system. In addition, the work proposes and analyzes the performance resulting from the application of the Parallel Interference Cancellation (PIC) technique in conjunction with the different detection methods considered. Different strategies to establish the number of PIC stages performed at each detection are also considered. Comparisons between the GFDM and OFDM systems, focusing on the complexity in signal generation and receiver performance are also part of the results presented in this work.

Keywords

GFDM vs OFDM; signal generation; complexity; Matched Filter detection; Zero Forcing detection; Parallel Interference Cancellation technique; performance.

Sumário

1	Introdução	15
1.1	Princípios Básicos de GFDM	17
2	Modelo do sistema GFDM, derivado do modelo OFDM	22
2.1	Modelo matricial de OFDM	26
2.2	Modelo matricial de GFDM	27
3	Técnicas Básicas de Detecção em Sistemas GFDM	32
3.1	Detecção Zero Forcing no Sistema GFDM	32
3.2	Detecção Matched Filter no Sistema GFDM	33
3.3	Análise Preliminar de Complexidade em Termos de Quantidade de Multiplicações Complexas	35
3.4	Resultados de simulações	38
4	Detecção e Cancelamento Simultâneo de Interferências entre Sub-Portadoras no Sistema GFDM	49
5	Detectores com Cancelamento de Interferências em Paralelo para Sistemas GFDM	56
5.1	Detectores ZF/MF-PIC e MF-PIC	57
5.2	Detector ZF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa Gerada que Precede um Aumento na Métrica MD	61
5.3	Resultados de Simulações	62
6	Conclusões e Trabalhos Futuros	78

Lista de figuras

1.1	Acima (a), diagrama básico em blocos de um sistema CP-OFDM. Abaixo (b), diagrama básico em blocos de um sistema FBMC	18
2.1	Acima (a), conformação de um pacote de dados num sistema CP-OFDM. Abaixo (b), conformação de um pacote de dados num sistema GFDM.	23
2.2	Exemplo de uso de banda para transmissores dos sistemas CP-OFDM e GFDM quando a taxa de informação na entrada é fixa e é a mesma para os dois sistemas, o acréscimo do CP é de 4 símbolos.	25
2.3	Diagrama de blocos básico do transmissor do sistema CP-OFDM	26
2.4	Esquerda (a), Elementos do vetor \mathbf{p} (vetor de coeficientes do filtro protótipo no domínio do tempo) para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M símbolos e N subportadoras) e $c = 7$ (quantidade de coeficientes do pulso formatador). Direita (b), Os elementos da matriz \mathbf{D} , matriz que contém a iFFT do vetor de coeficientes do filtro protótipo formatador de GFDM na sua diagonal principal.	29
2.5	Elementos da Matriz \mathbf{B} para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M símbolos e N subportadoras) e $c = 7$ (quantidade de coeficientes do filtro de transmissão). No lado direito o efeito do deslocamento circular aplicado nos elementos da matriz \mathbf{A} .	31
3.1	Elementos da Matriz $\mathbf{B}^H\mathbf{B}$ para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M slots de tempo e N subportadoras) e $C = 7$ (quantidade de coeficientes do pulso formatador GFDM).	34
3.2	Elementos da Matriz $\mathbf{A}^H\mathbf{A}$ para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M slots de tempo e N subportadoras) e $C = 7$ (quantidade de coeficientes do pulso formatador GFDM).	35
3.3	Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$ e $C = 8$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos) e um canal AWGN ($\mathbf{H} = \mathbf{I}$), $19,2 \times 10^6$ símbolos.	40
3.4	Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$ coeficientes.	42
3.5	Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes.	43

- 3.6 Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$ coeficientes. 43
- 3.7 Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos e FFT de 64 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes. 44
- 3.8 Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM e um canal AWGN, transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos. 45
- 3.9 Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$ coeficientes. 46
- 3.10 Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes. 46
- 3.11 Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos e FFT de 64 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes. 47
- 3.12 Desempenho SER para um detector MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes. 48
- 4.1 Representação dos elementos da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ para o estudo do padrão de interferências com pulsos formatador RRC para os parâmetros $M = 3$, $N = 16$ (tamanho, M *time-slots* e N subportadoras) (a) $\alpha = 0,1$ e (b) $\alpha = 0,75$ (fator de *roll-off* do pulso formatador GFDM). Tomada de [1], pg 6. Outubro de 2013. 50
- 4.2 Representação dos elementos da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ para o estudo do padrão de interferências usando o pulso formatador proposto em [16] para os parâmetros $M = 3$, $N = 16$ (tamanho, M *time-slots* e N subportadoras), $C = 7$. 51

- 4.3 Esquema da estrutura das diferentes matrizes necessárias para aplicar os métodos PIC, SIC e sSIC em alguns detectores passíveis de aplicação no sistema GFDM. (a) estrutura da matriz $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_{\text{PIC}} = (\mathbf{B}^H\mathbf{B})_0$ para a aplicação do método PIC, (b) estrutura de uma das matrizes $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_{\text{SIC}}^{(k)} = (\mathbf{B}^H\mathbf{B})_k$, $k = 1, 2, \dots, MN - 1$ para a aplicação do método SIC, (c) estrutura de uma das matrizes $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_k$, $k = 1, 2, \dots$, para a aplicação do método sSIC. 54
- 4.4 Comparação dos desempenhos para o detector ZF|MF com cancelamento de interferência iterativo do tipo PIC, SIC e sSIC, para os parâmetros $M = N = 8$ (tamanho, M *time-slots* e N subportadoras), $c = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes, é ilustrada a iteração $k = K = 9$. 55
- 5.1 Diagrama em blocos do detector com cancelamento em paralelo de interferências PIC para o sistema GFDM. 58
- 5.2 Desempenho SER para o detector MF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (Escolhe a última estimativa sempre) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN. 63
- 5.3 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$ coeficientes. Direita, aproximação das curvas. 64
- 5.4 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes. Direita, aproximação das curvas. 65
- 5.5 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$ coeficientes. 65
- 5.6 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFTs de 8 e 64 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes. Direita, aproximação das curvas. 66

- 5.7 Desempenho SER para o detector MF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (Escolhe a melhor estimativa MD dentre as $K + 1$ geradas) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN. Direita, aproximação das curvas. 67
- 5.8 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$. Direita, aproximação das curvas. 68
- 5.9 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$. Direita, aproximação das curvas. 68
- 5.10 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$. Direita, aproximação das curvas. 69
- 5.11 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,78$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$. Direita, aproximação das curvas. 70
- 5.12 Desempenho SER para o detector MF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (Escolhe a melhor estimativa MD até a realização seguinte piorar) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN. Direita, aproximação das curvas. 71
- 5.13 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$. 72
- 5.14 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$. Direita, aproximação das curvas. 72

- 5.15 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$. Direita, aproximação das curvas. 73
- 5.16 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,78$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$. Direita, aproximação das curvas. 74
- 5.17 Desempenho SER para o detector ZF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (Escolhe a melhor estimativa MD até a realização seguinte piorar) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN. 75
- 5.18 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$. 76
- 5.19 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$. Direita, aproximação das curvas. 76
- 5.20 Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$. Direita, aproximação das curvas. 77
- 5.21 Desempenho SER para o detector ZF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,78$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$. Direita, aproximação das curvas. 77

Lista de tabelas

3.1	Complexidade dos transmissores e os detectores estudados nos sistemas CP-OFDM e GFDM	37
3.2	Comparação de complexidade para diferentes transmissores GFDM	38
3.3	Resposta do canal e retardos para os modelos de canal	38
3.4	Parâmetros, detector ZF canal AWGN	39
3.5	Coeficientes para o Pulso Formatador $C = 7$ [16]	39
3.6	Coeficientes para o Pulso Formatador $C = 8$ [16]	39
3.7	Parâmetros, detector ZF canal fixo	41

*“Portanto,
não vos preocupeis com o dia de amanhã,
pois o dia de amanhã terá suas preocupações.
Para cada dia bastam seus próprios problemas.”
Mateus 6:34*

1

Introdução

Os atuais sistemas de quarta geração (4G), estão otimizados para fornecer altas velocidades de dados e cobertura fiável para os usuários móveis. Contando com a crescente demanda por altas taxas de dados, os sistemas da próxima geração de comunicações móveis, terão que atender a diversos requisitos de aplicação, que ultrapassaram a capacidade dos atuais sistemas 4G [2] [3].

As redes de comunicações móveis estão vivenciando um aumento substancial na quantidade de dados transmitidos devido ao grande número de aplicações emergentes, tais como as comunicações de máquina a máquina (M2M, *Machine-to-Machine*), Internet das coisas (IoT, *Internet of Things*), *Tactile Internet* além de novos serviços de banda larga, como *streaming* de vídeo em ultra alta definição (UHD, *Ultra-High-Definition*) e aplicações em realidade aumentada [4] [5]. É esperado que esta grande quantidade de troca de dados continue a aumentar nas próximas décadas, o que tem feito algumas empresas de telecomunicações considerar o desenvolvimento da próxima geração (5G) das comunicações móveis [6].

A arquitetura do futuro sistema 5G, bem como seu desempenho, ainda não estão claramente definidos. Entretanto é consenso que o sistema 5G terá que lidar com tecnologias que possam oferecer um aumento substancial na capacidade de transmissão (da ordem de três vezes em relação ao atual sistema móvel celular 4G-LTE, Long Term Evolution), através de uma combinação de técnicas inovadoras envolvendo diferentes camadas de rede, sem requerer um grande aumento de largura de banda e consumo de energia [5].

Na camada física, o modelo de modulação multi-portadora OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), é atualmente uma solução muito utilizada no sistema 4G-LTE, principalmente devido a sua robustez frente aos canais com multi-percurso e a sua relativa simplicidade de implementação através do algoritmo de transformada rápida de Fourier (FFT, *Fast Fourier Transform*) [2]. Entretanto, os desafios apresentados nos cenários de aplicação para sistemas 5G são abordados pelo modelo OFDM de uma maneira limitada. O OFDM possui algumas desvantagens quanto a sua eficiência espectral pela necessidade do uso do prefixo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) e possui lóbulos laterais elevados que aumentam o nível de emissão fora da faixa (OOB, *Out Of Band*), além da necessidade de alto nível de sincronização das sub-portadoras [6]. Estes fatores são especialmente sensíveis em aplicações como M2M, que requerem um consumo de energia baixo, o que torna o sistema

OFDM inapropriado, por causa do sofisticado processo de sincronização necessário para manter a ortogonalidade entre as sub-portadoras. Nas aplicações *Tactile Internet* e comunicações entre veículos, V2V, que demandam transmissões curtas de dados, os sistemas com modulação OFDM com CP por blocos de símbolos apresentam baixa eficiência espectral.

Em consequência desses fatores algumas alternativas de modulações multi-portadora não-ortogonal que possuam maior eficiência espectral e níveis de sincronização menos exigentes estão sendo consideradas para o sistema 5G [6] [7]. Os bancos de filtros multi-portadora (FBMC, *Filter Bank Multi-Carrier*), é um dos sistemas de filtragem multi-portadora mais pesquisados. Nos sistemas FBMC as sub-portadoras têm um formato de pulso planejado para diminuir as emissões OOB, porém devido ao fato das sub-portadoras terem uma largura de faixa estreita, a resposta ao impulso é geralmente de longa duração. Tipicamente o filtro tem um comprimento quatro vezes maior que a duração dos símbolos. Como consequência, os sistemas FBMC, possuem boa eficiência espectral caso o número de símbolos transmitidos seja grande. Claramente esta solução não é adequada nos cenários que precisam de baixa latência, onde a eficiência espectral é importante para transmissões curtas de dados. O *Universal Filtered Multi-Carrier* (UFMC), é uma proposta recente onde um grupo de sub-portadoras é filtrado para reduzir as emissões OOB. Como a duração da resposta de frequência do filtro abrange algumas sub-portadoras a largura da resposta ao impulso pode ter uma duração menor, o que significa que uma boa eficiência espectral pode ser obtida para transmissões curtas. O UFMC não requer o uso de um intervalo de guarda do tipo CP e é possível planejar os filtros para se obter um comprimento total dos blocos de dados equivalente ao do CP-OFDM (*Cyclic Prefix-OFDM*). Devido ao não uso de intervalo de guarda CP, entretanto o UFMC é mais sensível a pequenos desalinhamentos em tempo do que o CP-OFDM. Portanto o UFMC pode não ser adequado para aplicações que requerem sincronização de tempo simples para poupar energia. A multiplexação por divisão em frequência biortogonal (BFDM, *Biorthogonal Frequency Division Multiplexing*), emprega formas de pulso bem projetadas no lado do transmissor e do receptor que são biortogonais entre si. O bom projeto do pulso formatador no domínio da frequência faz com que o sistema seja robusto frente à dispersão em frequência (efeito *Doppler*), enquanto o bom projeto do pulso formatador no domínio do tempo fornece robustez frente à dispersão temporal (multipercurso), mas não é possível ter pulsos formatadores bem projetados no domínio do tempo quando se utiliza modulação de amplitude em quadratura (QAM) para atingir máxima eficiência espectral [8]. É por essa razão que o sistema BFDM emprega *Offset-QAM*

(OQAM) para atender o requisito de pulsos bem projetados tanto no domínio do tempo como no domínio da frequência e alcançar sua máxima eficiência espectral. Assim o BFDM não pode ser integrado facilmente com sistemas de múltiplas entradas e múltiplas saídas (MIMO, *Multiple Input Multiple Output*), e assim como o UFMC, só possui boa eficiência espectral caso o número de símbolos transmitidos seja grande [2].

Dentre essas modulações, uma que vem tendo destaque na literatura é a multiplexação por divisão na frequência generalizada (GFDM, *Generalized Frequency Division Multiplexing*), que é um esquema de modulação flexível. Pode ser mostrado que os esquemas de modulação CP-OFDM e o de equalização no domínio da frequência de portadora única (SC-FDE, *Single Carrier - Frequency Domain Equalization*) são casos especiais deste esquema de modulação. Uma das principais vantagens do GFDM é seu baixo nível de emissão fora da faixa e sua maior eficiência espectral em relação à modulação CP-OFDM, pois usa somente um CP por grupo de símbolos de transmissão em vez de um CP por símbolo de transmissão como no caso do CP-OFDM. Além disso, o GFDM possui robustez quanto a erros de sincronização [2].

A despeito de suas vantagens supracitadas, a modulação GFDM exhibe uma intrínseca interferência entre portadoras, ao contrário dos sistemas CP-OFDM que possuem portadoras ortogonais. Por este motivo, o desenvolvimento de técnicas de cancelamento de interferência é fundamental. Especificamente, a não ortogonalidade entre as formas de onda usadas nos sistemas de transmissão GFDM requer o desenvolvimento de algoritmos de detecção com supressão conjunta da interferência entre sub-portadoras.

1.1 Princípios Básicos de GFDM

O sistema GFDM envolve o conceito tradicional de um FBMC, cujo princípio é a divisão do espectro de frequências em vários sub-canais de faixa estreita. Este conceito é amplamente usado nos sistemas 4G-LTE assim como nos sistemas WLAN atuais, sendo um dos mais populares dentre os FBMC, o CP-OFDM. Este tipo de sistemas de comunicações apresentam uma considerável quantidade de requisitos de aplicação, tais como estimação do canal, subsistemas de sincronismo, entre alguns outros.

É importante ressaltar que atualmente existem dois enfoques para sistemas OFDM, um é o clássico, o que usa modulação QAM em banda base e um pulso de transmissão retangular e o OFDM/OQAM o qual usa modulação *offset* QAM e vários tipos de pulsos de transmissão (i. e., pulso de cosseno levan-

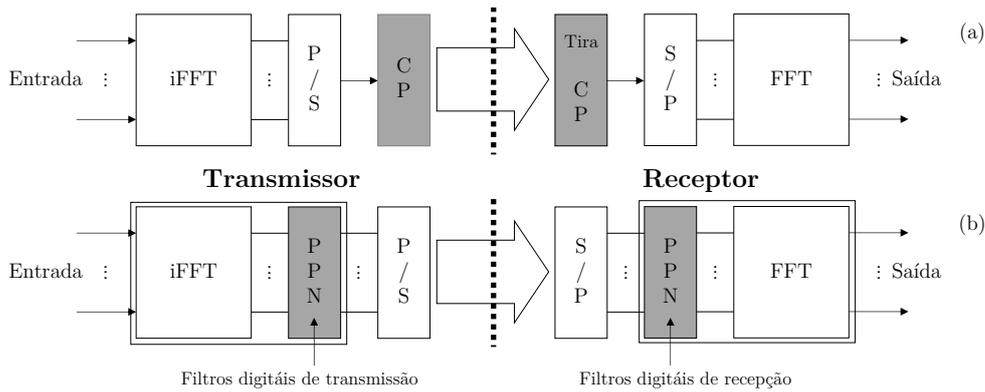


Figura 1.1: Acima (a), diagrama básico em blocos de um sistema CP-OFDM. Abaixo (b), diagrama básico em blocos de um sistema FBMC

tado). Cada um tem suas vantagens e desvantagens, por exemplo, o primeiro pode fornecer altas velocidades de transmissão e um cancelamento efetivo da interferência entre símbolos (ISI, *Inter Symbol Interference*) devido ao uso de um intervalo de guarda, mas as custas de uma pobre eficiência espectral e um maior consumo de potência. Além disso é altamente sensível aos deslocamentos em frequência o que produz interferência entre subportadoras (ICI, *Inter Carrier Interference*), requerendo, portanto, subsistemas de sincronismo. No caso do OFDM/OQAM se consegue uma maior eficiência espectral já que o uso em conjunto de uma modulação OQAM e um pulso de transmissão bem projetado em tempo e frequência evitam o uso de um intervalo de guarda [9], mas tornam o sistema pouco prático para usar em conjunto com MIMO [10]. Essa é a razão pela qual este trabalho concentra-se no sistema clássico, referido neste trabalho como sistema CP-OFDM.

O sistema CP-OFDM, precisa de algumas operações de processamento de sinal tais como estimação do canal e a implementação de métodos avançados de sincronia que são fornecidos pelos transceptores implementados atualmente, devido a alta capacidade de processamento oferecida pelos DSP (*Digital Signal Processor*) atuais. Na Figura 1.1 (a), têm-se um diagrama básico de um sistema CP-OFDM, e em (b), para comparação um sistema FBMC. Onde para os dois diagramas tem-se uma entrada de dados m-ária em paralelo, os quais sofrem uma transformação num bloco de transformada rápida de *Fourier* iFFT (*inverse Fast Fourier Transform*) cujos componentes são transmitidos serialmente a través do canal rádio móvel, após o acréscimo de uma quantidade de símbolos redundantes que formam o prefixo cíclico no caso CP-OFDM. No FBMC, os dados são filtrados por um banco de filtros digitais antes da serialização e transmissão. Os processos inversos são aplicados no lado do receptor para os sistemas dos dois diagramas.

Os filtros de transmissão e recepção que atuam nas sub-portadoras

no CP-OFDM tem lóbulos laterais relativamente grandes devido à forma do pulso formatador geralmente retangular das subportadoras, ocasionando interferências nas faixas de frequência vizinhas. É por isso que é necessário o uso de um intervalo de guarda na frequência, maior do que a resposta ao impulso do canal. Este procedimento fornece uma solução para o problema das interferências nas faixas vizinhas no CP-OFDM, mas piora o desempenho do sistema fazendo com que este ocupe uma faixa de frequências maior. Este efeito pode ser minimizado se os filtros que atuam nos sinais das sub-portadoras têm lóbulos laterais pequenos. Portanto uma opção muito conveniente para aplicações de transmissão de dados de faixa larga é a técnica FBMC, que pode ser implementada com lóbulos laterais arbitrariamente pequenos, conservando a temporização e a duração dos símbolos o que implica em uma maior eficiência espectral.

A técnica FBMC em conjunto com OQAM pode resultar em uma ISI e ICI menores do que o CP-OFDM, sem utilização de CP, mas usando uma forma de pulso bem planejada que satisfaça condições para a reconstrução dos sinais.

É importante dizer que o FBMC requer um maior processamento do que o CP-OFDM, porém o custo de processamento necessário para mitigar alguns dos inconvenientes do CP-OFDM também é relativamente alto. Em geral os sistemas FBMC possuem vantagens quando comparados aos sistemas CP-OFDM clássicos:

- Não é necessária a utilização de um intervalo de guarda o que permite uma maior eficiência espectral.
- Os sub-canais são planejados no domínio da frequência, o que, com um planejamento adequado, resulta em uma baixa radiação fora de faixa.
- Suficiente isolamento de sub-portadoras necessário em aplicações e sistemas que funcionam em porções não contíguas do espectro.

No entanto o CP-OFDM possui uma grande vantagem que faz com que seja amplamente usado pelos sistemas de comunicações atuais, é facilmente aplicável em sistemas que usam MIMO, diferentemente do FBMC, uma vez que o FBMC usa OQAM para alcançar sua máxima eficiência espectral. O CP-OFDM não é o único esquema de modulação derivado do FBMC. O sistema GFDM, sistema que é focado neste trabalho, se baseia na modulação de blocos de dados independentemente modulados e transmitidos por um número de subportadoras. As sub-portadoras são filtradas, como nos sistemas FBMC, mas por um filtro protótipo deslocado circularmente no domínio do tempo. Este processo reduz as emissões OOB, o que facilita a implementação nos cenários

de espectro fragmentado e o acesso dinâmico de recursos do espectro sem interferência grave nos serviços existentes para os outros usuários. A filtragem das sub-portadoras pode resultar em sub-portadoras não ortogonais com o consequente surgimento de ISI e ICI. Porém técnicas de recepção eficientes podem eliminar essas interferências. Por exemplo, o uso de um receptor com filtro casado (MF, *Matched Filter*), seguido de cancelamento simultâneo e iterativo de interferências, pode resultar em um desempenho em termos de taxa de erro de símbolo (SER, *Symbol Error Rate*) equivalente ao do sistema CP-OFDM sobre diferentes modelos de canal [1].

O GFDM é uma solução promissora para a camada física de 5G, pois sua flexibilidade pode fazer com que sistemas com este tipo de modulação atendam aos novos desafios. Para aplicações em tempo real, a duração do sinal deve ser a menor possível para atender aos requisitos de latência, e como o GFDM se baseia em uma estrutura de blocos de $(M \times N)$ símbolos, onde N subportadoras transmitem M sub-símbolos cada. É possível planejar a estrutura para que coincida com as limitações de tempo das aplicações de baixa latência [11]. Diferentes pulsos formatadores com diversas respostas ao impulso, podem ser utilizados para filtrar as sub-portadoras. Esta escolha afeta diretamente a quantidade de emissões OOB e o desempenho SER. Os sinais GFDM têm um planejamento tanto no domínio da frequência como do tempo, portanto os sistemas GFDM podem usufruir e superar os benefícios conhecidos dos sistemas CP-OFDM, especialmente a possibilidade de ser usado em conjunto com técnicas MIMO [12], às custas de uma maior complexidade de implementação [2], mas como será visto neste trabalho menor do que a complexidade de implementação de sistemas FBMC clássicos.

O objetivo deste trabalho é estudar o uso de técnicas de transmissão com múltiplas portadoras não-ortogonais GFDM. Em particular, investigar técnicas de detecção dos sistemas de transmissão com múltiplas portadoras não ortogonais utilizando métodos de cancelamento sucessivo de interferência com a incorporação de critérios de parada que controlem o número de cancelamentos utilizados para cada detecção, a fim de melhorar o compromisso do desempenho do sistema de detecção dos símbolos e a complexidade do sistemas de detecção no sistema GFDM.

Os capítulos restantes desta dissertação, se organizam da seguinte forma: No Capítulo 2, é apresentado um modelo matricial para representar os sinais transmitidos no sistema GFDM. Este modelo é adequado para estudar as técnicas de detecção conhecidas num sistema com modulação GFDM. O modelo é derivado à semelhança do modelo matricial de CP-OFDM, o que facilita seu estudo e entendimento geral [13]. O Capítulo 3, apresenta algumas

técnicas básicas de detecção linear passíveis de aplicação em sistemas com modulação GFDM. Especificamente são apresentados os detectores ZF|MF, o qual é um sistema de detecção de duas etapas. No primeiro estágio realiza uma equalização do tipo ZF para neutralizar os efeitos do canal de transmissão, seguido de um estágio MF para tentar neutralizar as operações implementadas no transmissor GFDM sobre os símbolos de dados transmitidos, além disso um subsistema de estimação mapeia os símbolos e fornece uma estimativa dos símbolos GFDM. O detector de tipo MF funciona da mesma forma que o ZF|MF aplicando MF nos dois estágios. Por fim o detector ZF ao igual que os dois anteriores tem dois estágios, mas são aplicadas operações ZF em cada um deles. Os respectivos resultados de desempenho SER obtidos através de simulação são apresentados e discutidos neste mesmo capítulo. No Capítulo 4, são consideradas algumas técnicas que utilizam cancelamento simultâneo de interferência e é apresentada uma análise comparativa de desempenho através de simulação. No Capítulo 5, é realizada uma análise mais detalhada dos detectores ZF|MF, MF e ZF, apresentados no Capítulo 3, mas é acrescentado o cancelamento de interferência em paralelo, PIC, para refinar os resultados obtidos no Capítulo 3. Os resultados comparativos de desempenho são ilustrados e discutidos. O Capítulo 6, apresenta as conclusões gerais deste trabalho, assim como as oportunidades para trabalhos futuros e pesquisa sobre o tema.

2

Modelo do sistema GFDM, derivado do modelo OFDM

A modulação por divisão ortogonal de frequência, também chamada de modulação por multitons discretos (DMT, *Discrete MultiTone modulation*), é um esquema de modulação que consiste em enviar a informação modulando um conjunto de subportadoras em diferentes frequências em QAM ou PSK¹.

Devido às dificuldades técnicas inerentes à geração e detecção no domínio do tempo contínuo de centenas ou ainda milhares de subportadoras equidistantes que conformam um esquema de modulação CP-OFDM (*Cyclic Prefix-OFDM*), os processos de modulação e demodulação se realizam no domínio do tempo discreto através da transformada discreta inversa de *Fourier* (iDFT, *inverse Discrete Fourier Transform*) e a transformada discreta de *Fourier* (DFT, *Discrete Fourier Transform*), implementadas na prática fazendo uso dos algoritmos transformada inversa rápida de *Fourier* (iFFT, *inverse Fast Fourier Transform*) e transformada rápida de *Fourier* (FFT, *Fast Fourier Transform*) respectivamente, as quais fornecem os mesmos resultados com uma complexidade computacional menor.

O esquema de modulação CP-OFDM é robusto frente aos efeitos aleatórios causados pelo canal multipercurso devido à forma eficiente de dividir os dados de transmissão em N subportadoras ortogonais, o que também reduz o atraso do multipercurso relativo à duração do símbolo transmitido. A propagação multipercurso é uma das características fundamentais dos sistemas de comunicação sem fio onde entre o transmissor e receptor vários caminhos de propagação existem uma vez que o sinal que sai do transmissor é emitido em múltiplas direções dependendo das características da antena de transmissão. A frente de onda então é ampla e sofre os fenômenos de reflexão e difração quando atravessa obstáculos como prédios altos e irregularidades do entorno em seu caminho desde a antena transmissora até a antena receptora.

Uma forma simples de se referir ao fenômeno multipercurso é dizer que ao receptor chegam várias réplicas do mesmo sinal com diferentes retardos entre elas as primeiras três ou quatro (dependendo do entorno), contêm valores significativos de energia, enquanto que as outras são desprezáveis porque chegam quase sempre muito atenuadas ao receptor. Cenários diferentes são considerados dependendo do valor máximo da diferença de retardo entre as réplicas significativas. Assim no pior dos casos, quando esta diferença é muito

¹A modulação por deslocamento de fase (PSK, *Phase Shift Keying*) é um esquema de modulação digital onde a fase da portadora é variada para representar os níveis 0 e 1.

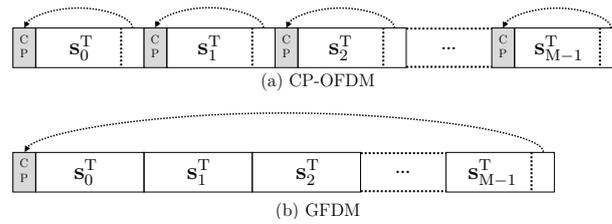


Figura 2.1: Acima (a), conformação de um pacote de dados num sistema CP-OFDM. Abaixo (b), conformação de um pacote de dados num sistema GFDM.

maior que o período do símbolo, a solução mais comum é a utilização de um receptor de tipo *Rake* o qual tem uma limitação imposta pelo fato de que um aumento na largura de faixa da transmissão corresponde a uma redução no período de símbolo tornando o receptor de tipo *Rake* pouco prático devido a um aumento na complexidade de implementação. Nestes casos os esquema de modulação CP-OFDM que basicamente consiste em enviar a informação não em uma única portadora mas sobre múltiplas subportadoras ‘adequadamente espaçadas’ em frequência, dividindo a informação entre todas elas de maneira que mesmo que a taxa de transmissão do conjunto seja muito alta, a taxa de cada uma das subportadoras é baixa, simplificando assim o problema dos multipercursos [14].

O sistema CP-OFDM é amplamente utilizado e tem grande compatibilidade com outros esquemas de modulação e sistemas de comunicação tais como sistemas MIMO, o que faz interessante levar as ideias de seu modelo matemático a um outro sistema de comunicações com melhores características como o GFDM. Uma destas ideias implica o uso de técnicas para lidar com a resposta ao impulso do canal de transmissão. O acréscimo de símbolos redundantes ao vetor transmitido o assim chamado intervalo de guarda, é necessário para evitar a interferência entre símbolos ISI. Uma das técnicas mais conhecidas é a técnica Prefixo Cíclico (CP). No sistema CP-OFDM é necessário que este intervalo de guarda ou CP seja adicionado a cada um dos conjuntos de símbolos de informação transmitidos que compõem um determinado pacote de transmissão, repercutindo negativamente na eficiência espectral do sistema. Ao contrário de CP-OFDM, a construção de um pacote GFDM é tal que apenas um intervalo de guarda do tipo CP é necessário por pacote para lidar com a resposta transitória do canal mantendo uma complexidade similar [13]. Um esquema que ilustra a forma como se constrói um pacote de dados para os dos sistemas é apresentado na Figura 2.1, onde (a) apresenta a estrutura de um pacote CP-OFDM e (b) a estrutura de um pacote GFDM.

A discussão acima significa que para um vetor de símbolos de informação do mesmo comprimento a taxa de transferência ou *Throughput* do sistema

GFDM é maior do que no sistema CP-OFDM o que implica uma maior eficiência espectral. Além disso, os símbolos de dados de cada subportadora são formatados através de um filtro passa banda bem localizado que limita a interferência ICI e as emissões OOB.

Um exemplo que ilustra o menor uso de banda de transmissão pelo sistema GFDM quando comparado com o sistema CP-OFDM é apresentado na Figura 2.2: deseja-se transmitir 64 símbolos de informação num período de tempo fixo τ nos dois sistemas (CP-OFDM e GFDM), ou equivalentemente, os símbolos são inseridos no transmissor com uma taxa de transmissão de dados fixa e igual para os dois sistemas $R_D = \frac{64}{\tau}$. A maneira de fazer isto é um pouco diferente segundo o caso. Especificamente, para o sistema CP-OFDM isto pode ser feito através da transmissão de 8 conjuntos de 8 símbolos cada, ou seja, para um tamanho de vetor de símbolos de $N = 8$, um pacote CP-OFDM pode ser formado por $M = 8$ conjuntos de símbolos e um CP de 4 símbolos redundantes para cada conjunto. É claro que este valor pode ser modificado, dependendo do canal de transmissão². No caso GFDM um vetor de $MN = 64$ símbolos com um único CP de 4 símbolos redundantes formam o pacote como visto na Figura 2.1. Isto significa que a taxa de dados R_D à entrada dos transmissores para os dois sistemas é a mesma, mas a taxa de transmissão de símbolos ($R_S = \frac{64+CP}{\tau}$) resultante na saída do transmissor é claramente diferente, consideravelmente maior no caso do sistema CP-OFDM, $R_{S_{CP-OFDM}} = \frac{64+(8 \times 4)}{\tau}$, frente a $R_{S_{GFDM}} = \frac{64+4}{\tau}$, o que implica num uso de banda de transmissão maior para CP-OFDM já que a faixa de frequências ocupada na transmissão é diretamente proporcional a R_S . Especificamente uma banda de transmissão proporcional a $R_{S_{GFDM}} = \frac{68}{64}R_D = 1,063R_D$ para o caso GFDM frente a $R_{S_{CP-OFDM}} = \frac{96}{64}R_D = 1,5R_D$. Neste exemplo, portanto, o sistema CP-OFDM ocuparia uma banda de transmissão 1,4 vezes a banda que seria ocupada pelo sistema GFDM. Por outro lado, para uma dada banda de transmissão disponível o sistema CP-OFDM teria que operar com uma taxa de dados 1.4 vezes menor que GFDM. Em outras palavras, o *Throughput* no sistema GFDM é maior que no sistema CP-OFDM.

Em termos de complexidade computacional pode-se pensar que em princípio o sistema GFDM precisaria de uma FFT de 64 pontos para gerar o pacote a ser transmitido, frente a oito FFTs de 8 pontos no caso CP-OFDM, mas como será mostrado nas seções seguintes, esta complexidade pode ser reduzida a 8 FFTs de 8 pontos também para o sistema GFDM deste exemplo. Em geral a complexidade dos transmissores dos dois sistemas pode ser similar, um pouco maior para o GFDM devido a operações adicionais, mas as vantagens

²Explicação mais detalhada no Capítulo 3, na Seção 3.1

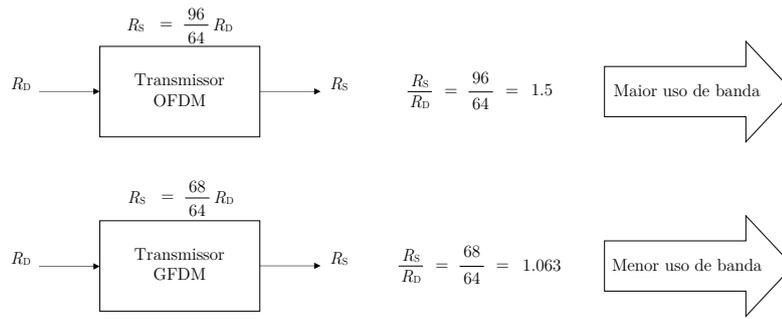


Figura 2.2: Exemplo de uso de banda para transmissores dos sistemas CP-OFDM e GFDM quando a taxa de informação na entrada é fixa e é a mesma para os dois sistemas, o acréscimo do CP é de 4 símbolos.

de GFDM tornam razoável este aumento de complexidade.

Ressalte-se também, que para o mesmo exemplo, o pacote de dados representado pelo vetor de $MN = 64$ símbolos, pode ser transmitido no sistema CP-OFDM fazendo uso de um único CP do mesmo tamanho que no caso do GFDM, o que implica que os dois sistemas teriam a mesma eficiência espectral e a mesma taxa de transmissão de símbolos, mas o CP-OFDM precisaria da implementação de uma DFT de 64 pontos, resultando em um aumento considerável na complexidade do transmissor. Por outro lado este aumento de complexidade se acentua com o tamanho do bloco de maneira mais drástica que no sistema GFDM com a implementação aqui considerada.

A notação usada para os desenvolvimentos procura facilitar a leitura das representações de sinais. O índice da subportadora se denota pelo subscrito k ($0 \leq k < N$), o subscrito l ($0 \leq l < M$), é utilizado quando se quer representar o *slot* de tempo de transmissão do bloco de símbolos no sistema GFDM. As letras minúsculas em negrito são utilizadas para vetores coluna e maiúsculas em negrito para matrizes. Todos os vetores utilizados estão em forma de coluna. Os vetores e as matrizes transpostas e o Hermitiano se representam pelos sobrescritos 'T' e 'H', respectivamente. Usa-se \mathbf{W}_N , para denotar a matriz normalizada de transformada discreta de Fourier (DFT, *Discrete Fourier Transform*) de tamanho $(N \times N)$, assim $\mathbf{W}_N \mathbf{W}_N^H = \mathbf{W}_N^H \mathbf{W}_N = \mathbf{I}_N$, onde, \mathbf{I}_N , denota a matriz identidade de tamanho $(N \times N)$. (e, por portanto, $\mathbf{W}_N^{(-1)} = \mathbf{W}_N^H$). Os termos FFT e iFFT (*inverse FFT*), são usados para denotar a implementação rápida da DFT e a iDFT (*inverse DFT*), respectivamente.

As Secções deste capítulo estão organizadas da seguinte maneira, na Secção 2.1 se apresenta de forma reduzida o modelo matricial do sistema CP-OFDM e na Secção 2.2 é desenvolvido um modelo matricial para o sistema GFDM, derivado dos princípios do modelo do CP-OFDM.

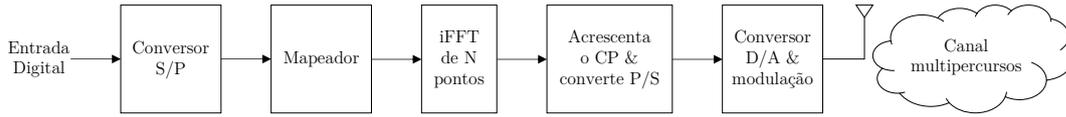


Figura 2.3: Diagrama de blocos básico do transmissor do sistema CP-OFDM

2.1

Modelo matricial de OFDM

A figura 2.3, ilustra o diagrama de blocos básico do transmissor do sistema CP-OFDM usado para desenvolver o modelo a seguir.

Para cada *slot* de tempo (l) o símbolo CP-OFDM consiste em N símbolos de informação $s_k[n]$, $k \in [0, N - 1]$, formando o vetor \mathbf{s}_l , $l \in [0, M - 1]$, acrescido de G componentes ($G \leq N$) como intervalo de guarda de tipo CP. A Figura 2.1 (a), ilustra uma sequência de transmissões CP-OFDM contendo M blocos com N símbolos de informação cada.

Expressando este sistema em notação matricial, define-se para cada *slot* de tempo l um vetor coluna \mathbf{s}_l de dimensão $(N \times 1)$ que representa os símbolos de informação do sistema CP-OFDM. Então, um vetor \mathbf{x}_l de transmissão de um bloco CP-OFDM no *slot* de tempo l pode ser expresso como,

$$\mathbf{x}_l = \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}_l \quad (2-1)$$

onde $l \in [0, M - 1]$, \mathbf{W}_N^H representa a matriz iDFT de dimensão $(N \times N)$. Após adição do CP, de comprimento G amostras, ao vetor \mathbf{x}_l ($l \in [0, M - 1]$) as componentes complexas do vetor resultante de dimensão $(N+G \times 1)$, onde $G \leq N$, são enviadas a uma taxa R_s por meio de transmissão do tipo fase e quadratura utilizando um filtro de transmissão $g_t(t)$, através de um canal multipercursos. Na recepção, após demodulação, filtragem por filtro de detecção casado a $g_t(t)$ e amostragem a taxa R_s , um vetor contendo as $N + G$ amostras é formado. Após a remoção das G amostras do CP o vetor recebido pode ser expresso matricialmente da forma

$$\mathbf{r}_l = \mathbf{H}_N \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}_l + \mathbf{n} \quad (2-2)$$

onde o vetor \mathbf{r}_l ($l \in [0, M - 1]$) obtido representa o sinal recebido. A matriz \mathbf{H}_N é uma matriz circulante de dimensão $(N \times N)$ que representa os efeitos do

canal de transmissão³, \mathbf{W}_N^H representa a matriz iDFT de dimensão $(N \times N)$, \mathbf{s} é um vetor de tamanho N que representa o conjunto de símbolos transmitidos e \mathbf{n} vetor de dimensão $(N \times 1)$ representa ruído aditivo Gaussiano branco (*Additive White Gaussian Noise*, AWGN) que aparece na recepção.

2.2

Modelo matricial de GFDM

A principal diferença entre os sistemas GFDM e CP-OFDM é que o GFDM transmite MN símbolos por bloco de transmissão usando M *slots* de tempo e N subportadoras, conforme ilustrado na Figura 2.1 (b) onde cada símbolo é janelado por um pulso formatador. No outro caso o sistema CP-OFDM transmite N símbolos de dados usando um *slot* de tempo com N subportadoras onde cada símbolo é janelado por um pulso formatador retangular. Isto implica que o sistema GFDM, diferentemente do CP-OFDM, pode modelar a resposta em frequência das subportadoras dependendo da escolha apropriada do pulso formatador.

Segundo o desenvolvimento em [13], para a obtenção do vetor de sinais GFDM a ser transmitido, considera-se inicialmente o vetor $\mathbf{x}[m]$ de dimensão MN obtido do bloco de informação expandido $\mathbf{s}_e[m]$ ($m = 0, 1, \dots, M - 1$) por meio de

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{C}_{MN} \mathbf{s}_e[m] \quad , \quad (m = 0, 1, \dots, M - 1) \quad (2-3)$$

onde \mathbf{C}_{MN} é uma matriz circulante de tamanho $(MN \times MN)$ contendo na sua primeira coluna o vetor \mathbf{c}_1 de tamanho $(MN \times 1)$ formado por

$$\mathbf{c}_1 = \left[c_0 \quad c_1 \quad \dots \quad c_{C-1} \quad 0 \quad \dots \quad 0 \quad c_{C-1} \quad c_{C-2} \quad \dots \quad c_1 \right]^T \quad (2-4)$$

onde os coeficientes c_c , $c \in [0, C - 1]$, são as componentes do espectro discreto do pulso formatador ($1 \leq C \leq \frac{MN}{2}$). A construção do vetor \mathbf{c}_1 depende do projeto do pulso formatador do qual depende fortemente o desempenho final do sistema, aqui foi utilizado o conjunto de coeficientes sugeridos em [15] e [16]. Em (2-4), o vetor $\mathbf{s}_e[m]$ é uma versão expandida do vetor $\mathbf{s}[m]$ com dimensão $(MN \times 1)$, contendo os N símbolos de $\mathbf{s}[m]$ organizados como a seguir.

³A primeira coluna de \mathbf{H}_N contém a resposta ao impulso do equivalente passa-baixa discreto do canal completada com zeros. Admite-se que o comprimento L da resposta ao impulso não excede o comprimento G do CP ($L \leq G \leq N$).

$$\mathbf{s}_e[m] = \begin{bmatrix} s_0[m] & \mathbf{z}_{M-1} & s_1[m] & \mathbf{z}_{M-1} & \cdots & s_{N-1}[m] & \mathbf{z}_{M-1} \end{bmatrix}^T \quad (2-5)$$

onde $m \in [0, M - 1]$, \mathbf{z}_{M-1} é um vetor de zeros, de dimensão $(1 \times M - 1)$ e \mathbf{W}_{MN}^H representa a matriz iDFT de tamanho MN.

A geração direta dos vetores $\mathbf{x}[m]$ de acordo com (2-3) exige um total de M operações de iFFT de tamanho MN, além de operações adicionais antes e depois da iFFT. Esta complexidade pode ser reduzida significativamente por um rearranjo das operações em duas etapas, como desenvolvido em [13]:

- A convolução circular de \mathbf{c}_1 e $\mathbf{s}_e[m]$ é realizada através da multiplicação das matrizes $\mathbf{C}_{MN}\mathbf{s}_e[m]$.
- Uma iFFT de tamanho MN é aplicado ao resultado do primeiro passo para se obter $\mathbf{x}[m]$.

A complexidade deste processo é predominantemente determinada pelo passo número dois, uma iFFT de tamanho MN.

Alternativamente, $\mathbf{x}[m]$ pode ser calculado pela reorganização de (2-3) como

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{W}_{MN}^H \underbrace{\mathbf{W}_{MN} [(\mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{c}_1) \odot (\mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{s}_e[m])]}_{\mathbf{C}_{MN}\mathbf{s}_e[m]} \quad (2-6)$$

onde \odot denota produto ponto a ponto, assim a convolução circular dos vetores \mathbf{c}_1 e $\mathbf{s}_e[m]$ pode ser realizada através do produto ponto a ponto das transformadas de *Fourier* inversas seguida da transformação direta do resultado. Aqui, optou-se por usar o domínio da iDFT em vez da abordagem comum da utilização do domínio da DFT, pois isto como explicado a seguir, nos leva à implementação de baixa complexidade do transmissor GFDM. Assim é possível reescrever (2-6) como

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{p} \odot (\mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{s}_e[m]) \quad (2-7)$$

onde $\mathbf{p} = \mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{c}_1$ é o vetor que contém a iDFT do vetor \mathbf{c}_1 . Em outras palavras \mathbf{p} é o vetor dos coeficientes do pulso formatador. É importante notar que a complexidade computacional de (2-7) é ainda determinada pela complexidade da iDFT do vetor $\mathbf{s}_e[m]$ ($\mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{s}_e[m]$). Mas levando-se em conta a estrutura do vetor $\mathbf{s}_e[m]$, pode ser verificado que o produto $\mathbf{W}_{MN}^H \mathbf{s}_e[m]$ pode ser obtido empilhando-se M repetições do produto $\mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[m]$. Ou seja, o cálculo de (2-7),

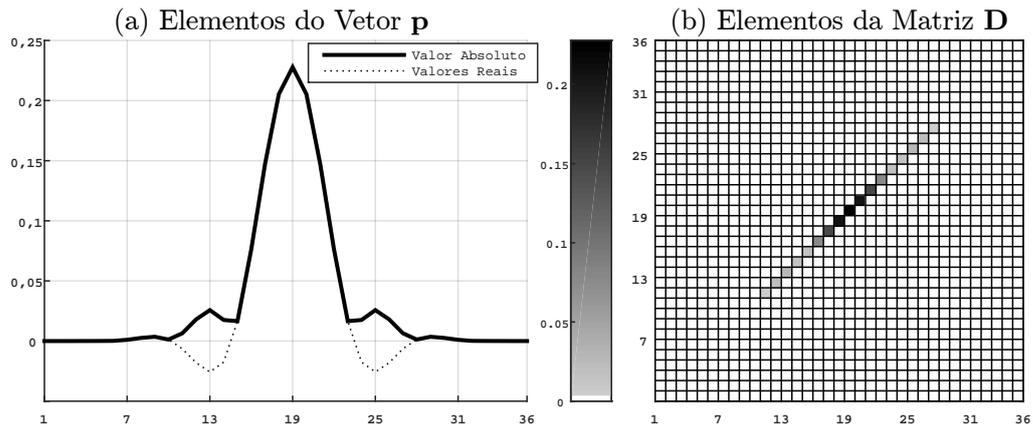


Figura 2.4: Esquerda (a), Elementos do vetor \mathbf{p} (vetor de coeficientes do filtro protótipo no domínio do tempo) para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M símbolos e N subportadoras) e $c = 7$ (quantidade de coeficientes do pulso formatador). Direita (b), Os elementos da matriz \mathbf{D} , matriz que contém a iFFT do vetor de coeficientes do filtro protótipo formatador de GFDM na sua diagonal principal.

requer apenas de uma DFT de tamanho N e um produto ponto a ponto entre vetores [13].

Assim, uma maneira alternativa de expressar o vetor $\mathbf{x}[m]$ em (2-7) é dada por

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{p} \odot \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{N\mathbf{s}}^H[m] \\ \mathbf{W}_{N\mathbf{s}}^H[m] \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{N\mathbf{s}}^H[m] \end{bmatrix} \quad (2-8)$$

$$\mathbf{x}[m] = \text{Diag}(\mathbf{p}) \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{N\mathbf{s}}^H[m] \\ \mathbf{W}_{N\mathbf{s}}^H[m] \\ \vdots \\ \mathbf{W}_{N\mathbf{s}}^H[m] \end{bmatrix} \quad (2-9)$$

onde $\text{Diag}(\mathbf{p})$ é a matriz diagonal que contém na sua diagonal principal o vetor \mathbf{p} . Um exemplo do pulso discreto, \mathbf{p} , e da matriz $\mathbf{D} = \text{Diag}(\mathbf{p})$, de tamanho $(MN \times MN)$, correspondente é ilustrado na Figura 2.4. Note-se que (2-8) pode ser ainda expressa na forma

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{D} \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N \\ \mathbf{I}_N \\ \vdots \\ \mathbf{I}_N \end{bmatrix} \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[m] \quad (2-10)$$

onde \mathbf{I}_N é uma matriz identidade de tamanho $(N \times N)$. Definindo-se a matriz $\mathbf{I} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_N & \mathbf{I}_N & \cdots & \mathbf{I}_N \end{bmatrix}^T$, de dimensão $(MN \times N)$, a Equação (2-10) pode ser reescrita como

$$\mathbf{x}[m] = \mathbf{D} \mathbf{I} \mathbf{W}_N^H \mathbf{s}[m] = \mathbf{A} \mathbf{s}[m] \quad , \quad m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2-11)$$

onde \mathbf{A} é uma matriz de dimensão $(MN \times N)$ dada por

$$\mathbf{A} = \mathbf{D} \mathbf{I} \mathbf{W}_N^H \quad (2-12)$$

Finalmente, o vetor de sinais GFDM, expresso pelo vetor \mathbf{x} , é obtido pela soma de versões circularmente deslocadas dos vetores $\mathbf{x}[m]$ [13].

$$\mathbf{x} = \sum_{m=0}^{M-1} \text{circshift}(\mathbf{x}[m], mN) \quad (2-13)$$

Na prática o vetor \mathbf{x} pode ser gerado eficientemente de acordo com (2-8) e (2-13). Entretanto, é de interesse expressar o vetor \mathbf{x} na forma matricial a semelhança do modelo utilizado no sistema CP-OFDM (ver (2-1)). Este modelo matricial é útil para a definição e análise de possíveis métodos de detecção para GFDM. Para a representação matricial, note-se que (2-13) pode ser definido como

$$\mathbf{x} = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{C}_{mN} \mathbf{x}[m] \quad (2-14)$$

onde a matriz \mathbf{C}_{mN} é tal que a sua multiplicação por $\mathbf{x}[m]$ é equivalente a realizar a operação de deslocamento circular de período mN no vetor $\mathbf{x}[m]$.

Reescrevendo (2-14) na forma matricial e levando-se em conta (2-11) podemos expressar (2-13) alternativamente da forma

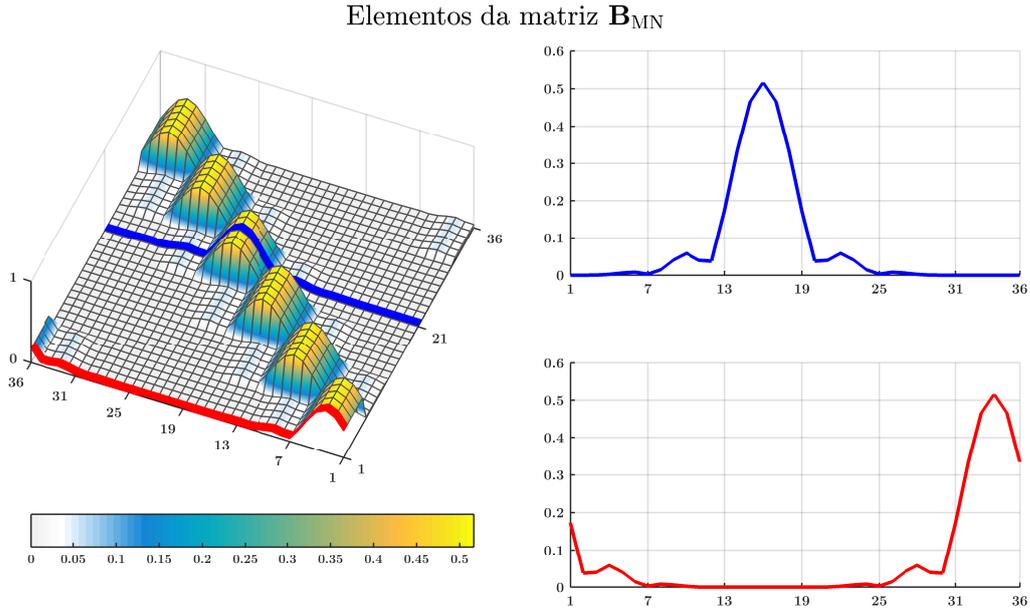


Figura 2.5: Elementos da Matriz \mathbf{B} para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M símbolos e N subportadoras) e $c = 7$ (quantidade de coeficientes do filtro de transmissão). No lado direito o efeito do deslocamento circular aplicado nos elementos da matriz \mathbf{A} .

$$\mathbf{x} = \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{C}_N \mathbf{A} & \cdots & \mathbf{C}_{(M-1)N} \mathbf{A} \end{bmatrix}}_{\mathbf{B}_{MN}} \underbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{s}_0 \\ \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{M-1} \end{bmatrix}}_{\mathbf{s}_a} \quad (2-15)$$

Finalmente, o vetor transmitido \mathbf{x} no sistema GFDM pode ser representado como uma multiplicação de uma matriz \mathbf{B}_{MN} , de tamanho $(MN \times MN)$, pelo o vetor de dimensão MN que contém o total de símbolos de dados (\mathbf{s}_a) como

$$\mathbf{x} = \mathbf{B}_{MN} \mathbf{s}_a \quad (2-16)$$

onde $\mathbf{B}_{MN} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{C}_N \mathbf{A} & \cdots & \mathbf{C}_{(M-1)N} \mathbf{A} \end{bmatrix}$ e $\mathbf{s}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_0 & \mathbf{s}_1 & \cdots & \mathbf{s}_{M-1} \end{bmatrix}^T$ é o vetor coluna que empilha os M vetores de símbolos de N elementos organizados no pacote GFDM como mostrado no exemplo da Figura 2.1 (b). A matriz \mathbf{B}_{MN} contém a informação equivalente a realizar as operações em (2-11) e (2-13). Os elementos da matriz \mathbf{B}_{MN} para os mesmos parâmetros do exemplo apresentado na Figura 2.4 são mostrados na Figura 2.5.

3

Técnicas Básicas de Detecção em Sistemas GFDM

Neste capítulo são apresentadas algumas técnicas básicas passíveis de aplicação na detecção de sinais em sistemas com modulação GFDM, comparando-as com sistemas equivalentes com modulação CP-OFDM em termos de desempenho (i.e., *Symbol Error Rate*). As seções 3.1 e 3.2 fazem uma revisão das técnicas de detecção ZF (*Zero Forcing*) e MF (*Matched Filter*), respectivamente, aplicadas ao sistema GFDM. Finalmente, resultados numéricos são apresentados na Subsecção 3.3, onde são destacadas algumas conclusões relevantes.

3.1

Detecção Zero Forcing no Sistema GFDM

Nesta seção é apresentado o método de detecção *Zero Forcing* no sistema com modulação GFDM baseado no modelo proposto no Capítulo 2 e na Seção 2.2.

A forma do sinal transmitido no sistema GFDM segundo o modelo desenvolvido no Capítulo 2 e na Seção 2.2 é expresso convenientemente na forma matricial pela Equação (2-16) como $\mathbf{x} = \mathbf{B}_{MN}\mathbf{s}_a$. Após adição do CP, de comprimento G amostras, ao vetor \mathbf{x} as componentes complexas do vetor resultante de dimensão $(MN+G)$, onde $G \leq MN$, são enviadas a uma taxa R_s por meio de uma transmissão do tipo fase e quadratura utilizando um filtro de transmissão $g_t(t)$, através de um canal multipercurso. Na recepção, após demodulação, filtragem por filtro de detecção casado a $g_t(t)$ e amostragem à taxa de símbolos R_s , um vetor contendo as $MN + G$ amostras é formado. Após a remoção das G amostras do CP o vetor recebido pode ser expresso matricialmente da forma

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}_{MN}\mathbf{B}_{MN}\mathbf{s}_a + \mathbf{n} \quad (3-1)$$

onde o \mathbf{r} é o vetor de sinal recebido de dimensão (MN) e \mathbf{H}_{MN} é uma matriz circulante de dimensão $(MN \times MN)$ que representa os efeitos do canal na trans-

missão¹, como já foi definido em seções anteriores, \mathbf{B}_{MN} é a matriz de transmissão GFDM que representa as operações necessárias aplicadas aos símbolos (\mathbf{s}_a) no transmissor (as componentes do vetor de símbolos \mathbf{s}_a têm covariância $\sigma_s^2 = E_s$). Finalmente, \mathbf{n} é o vetor que contém as amostras do ruído originado pelo ruído AWGN presente no receptor após filtragem pelo filtro de detecção com matriz covariância dada por $\mathbf{K}_n = E[\mathbf{nn}^H] = N_0\mathbf{I}$, sendo $\frac{N_0}{2}$ o nível espectral do ruído AWGN. Nesta etapa a detecção dos símbolos usando ZF pode ser aplicada à matriz \mathbf{A}_{MN} de tamanho $(MN \times MN)$ que representa o produto $\mathbf{H}_{MN}\mathbf{B}_{MN}$ como mostrado em (3-2).

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}_{MN}\mathbf{s}_a + \mathbf{n} \quad (3-2)$$

Desta maneira para fazer a equalização do canal e ao mesmo tempo reverter as operações aplicadas pelo receptor ao vetor de símbolos é preciso que o receptor implemente a inversão da matriz \mathbf{A}_{MN} (de dimensão $(MN \times MN)$). O produto da matriz \mathbf{A}_{MN}^{-1} pelo vetor recebido \mathbf{r} gera o vetor de sinal equalizado $\mathbf{r}_{ZF} = \mathbf{A}_{MN}^{-1}\mathbf{r}$ de dimensão (MN) sintetizado como

$$\mathbf{r}_{ZF} = \mathbf{s}_a + \mathbf{n}_{ZF} \quad (3-3)$$

Onde o vetor $\mathbf{n}_{ZF} = \mathbf{A}_{MN}^{-1}\mathbf{n}$ representa o ruído resultante que afeta os símbolos recebidos. A partir da Equação (3-3), uma estimativa $\hat{\mathbf{s}}_a$ do vetor de símbolos \mathbf{s}_a , pode ser obtida por meio de $\hat{\mathbf{s}}_a = Q(\mathbf{r}_{ZF})$, onde a função $Q(\cdot)$ mapeia cada componente do vetor \mathbf{r}_{ZF} no símbolo mais próximo pertencente à constelação de sinais da modulação utilizada.

3.2 Detecção Matched Filter no Sistema GFDM

Nesta seção é apresentado o método de detecção *Matched Filter* no sistema com modulação GFDM baseado no modelo proposto no Capítulo 2 e na Seção 2.2. Ressalte-se que duas opções são viáveis para aplicar detecção MF na expressão mostrada em (3-1): aplicá-la após uma equalização de canal ZF ou aplicar o MF à matriz $\mathbf{A}_{MN} = \mathbf{H}_{MN}\mathbf{B}_{MN}$.

¹A primeira coluna de \mathbf{H}_{MN} contém a resposta ao impulso do equivalente passa-baixa discreto do canal completada com zeros. Admite-se que o comprimento L desta resposta ao impulso não excede o comprimento G do CP ($L - 1 \leq G \leq MN$).

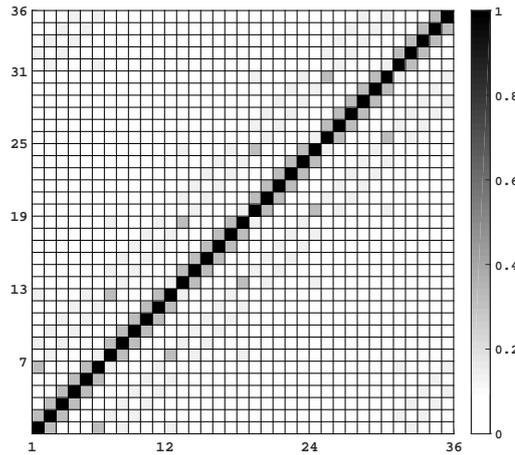


Figura 3.1: Elementos da Matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M slots de tempo e N subportadoras) e $C = 7$ (quantidade de coeficientes do pulso formatador GFDM).

3.2.1

Detecção Matched Filter aplicada à matriz de transmissão GFDM

A partir da expressão em (3-1), a detecção MF dos símbolos pode ser aplicada à matriz \mathbf{B}_{MN} após ter sido efetuada a equalização ZF para eliminação da matriz de canal \mathbf{H}_{MN} o que resulta na formação do vetor $\mathbf{r}' = \mathbf{H}_{MN}^{-1} \mathbf{r}$, expresso por

$$\mathbf{r}' = \mathbf{B}_{MN} \mathbf{s}_a + \mathbf{n}' \quad (3-4)$$

onde $\mathbf{n}' = \mathbf{H}_{MN}^{-1} \mathbf{n}$. É preciso que no receptor seja implementada a inversão da matriz \mathbf{H}_{MN} (de tamanho $(MN \times MN)$). Desta maneira os efeitos do canal no vetor transmitido (\mathbf{x}) são eliminados.

Uma operação MF aplicada a \mathbf{r}' em (3-4) fornece o sinal a ser detectado $\mathbf{r}_{ZF|MF} = \mathbf{B}_{MN}^H \mathbf{r}'$ sintetizado na Equação (3-5)

$$\mathbf{r}_{ZF|MF} = \mathbf{B}_{MN}^H \mathbf{B}_{MN} \mathbf{s}_a + \mathbf{B}_{MN}^H \mathbf{H}_{MN}^{-1} \mathbf{n} = \mathbf{B}^H \mathbf{B} \mathbf{s}_a + \mathbf{n}_{ZF|MF} \quad (3-5)$$

onde, para simplificar a notação definiu-se $\mathbf{B} = \mathbf{B}_{MN}$ e $\mathbf{n}_{ZF|MF} = \mathbf{B}_{MN}^H \mathbf{H}_{MN}^{-1} \mathbf{n}$.

Uma estimativa $\hat{\mathbf{s}}_a$ do vetor de símbolos \mathbf{s}_a , pode ser obtida por meio de $\hat{\mathbf{s}}_a = Q(\mathbf{r}_{ZF|MF})$, da mesma maneira que na seção anterior. Ressalte-se entretanto que como a matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ não é diagonal, então, diferentemente de (3-3), as componentes de $\mathbf{r}_{ZF|MF}$ sofrem de ISI. As componentes da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$, em (3-5), são ilustradas na Figura 3.1.

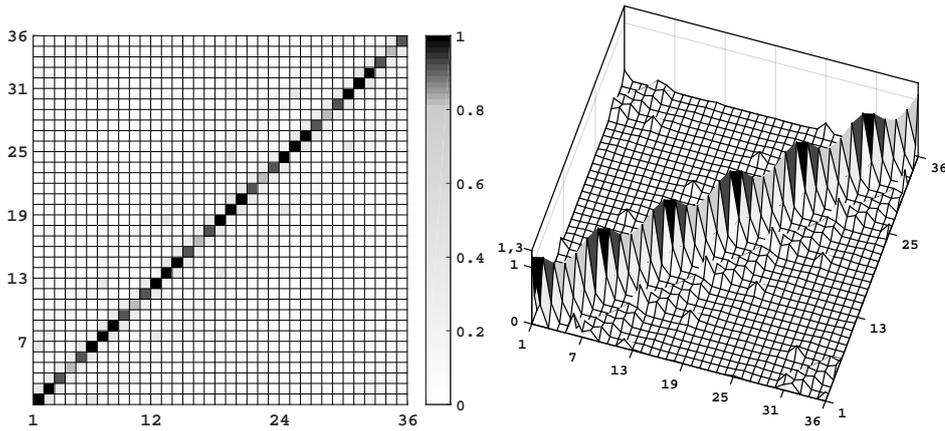


Figura 3.2: Elementos da Matriz $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$ para os parâmetros $M = N = 6$ (tamanho, M slots de tempo e N subportadoras) e $C = 7$ (quantidade de coeficientes do pulso formatador GFDM).

3.2.2

Detecção Matched Filter aplicada à matriz conjunta do produto da matriz do canal e a matriz de transmissão GFDM

Nesta subsecção é apresentado o método de detecção MF quando aplicado após ter obtido a matriz $\mathbf{A}_{MN} = \mathbf{H}_{MN} \mathbf{B}_{MN}$ de acordo com (3-2), $\mathbf{r} = \mathbf{A}_{MN} \mathbf{s}_a + \mathbf{n}$. Uma operação MF aplicada a \mathbf{r} diretamente em (3-2) resulta no sinal equalizado, de acordo com

$$\mathbf{r}_{MF} = \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{s}_a + \mathbf{n}_{MF} \quad (3-6)$$

onde é utilizada a notação simplificada $\mathbf{A} = \mathbf{A}_{MN}$ e $\mathbf{n}_{MF} = \mathbf{A}_{MN}^H \mathbf{n}$. As componentes da matriz $\mathbf{A}^H \mathbf{A}$, em (3-6), quando é utilizado o canal proposto em [2], são ilustradas na Figura 3.2, o modelo de canal fixo utilizado e apresentado na Tabela 3.3 da Seção 3.4. Por outra parte assim como nas seções anteriores, uma primeira estimativa GFDM pode ser obtida por meio de $\hat{\mathbf{s}}_a = Q(\mathbf{r}_{MF})$.

3.3

Análise Preliminar de Complexidade em Termos de Quantidade de Multiplicações Complexas

Nas seções anteriores foram apresentadas técnicas de detecção lineares para o sistema GFDM aplicáveis ao modelo apresentado no Capítulo 2. Nesta Seção são apresentados resultados numéricos de complexidade.

É importante ter uma ideia do custo computacional do sistema para futuros projetos de implementação em *Hardware*. A seguir é apresentada uma

análise de complexidade dos sistemas apresentados neste trabalho em termos de quantidade de multiplicações complexas necessárias para obter os resultados numéricos de desempenho. O número de multiplicações complexas é uma medida amplamente utilizada para comparar sistemas por ser uma grande parte da complexidade computacional total [17].

O cálculo da complexidade feito é computado em termos do número de multiplicações complexas requeridas para a implementação do transmissor proposto e dos métodos de detecção estudados para o sistema GFDM. Para comparação são apresentados resultados de complexidade em termos de quantidade de multiplicações complexas para o sistema CP-OFDM.

Assumiu-se que a matriz de transmissão \mathbf{B} é conhecida na detecção, então as matrizes derivadas de \mathbf{B} , são também conhecidas, \mathbf{B}^H , \mathbf{B}^{-1} , etc. A estrutura de algumas matrizes é aproveitada para reduzir o número final de operações necessárias, por exemplo a decomposição da matriz circulante que representa os efeitos do canal é expressa como $\mathbf{H} = \mathbf{W}_{MN}^H \Psi \mathbf{W}_{MN}$, onde Ψ é uma matriz diagonal de tamanho MN, na qual são muito menos complexas as operações de inversão e computação do Hermitiano [18]. Na Tabela 3.1 são resumidos os procedimentos e os resultados numéricos de complexidade computacional em termos de multiplicações complexas que envolvem os sistemas e detectores estudados.

O sistema CP-OFDM é o sistema que tem menor complexidade tanto na geração dos sinais assim como na detecção dos mesmos. Na Tabela 3.1, são apresentados os resultados de complexidade para blocos de dados de (64×64) e de (1024×1024) , para mostrar que o modelo de geração GFDM desenvolvido neste trabalho, quando comparado com o CP-OFDM, se comporta melhor em termos de complexidade computacional quando o tamanho do bloco aumenta. No exemplo ilustrado na Tabela 3.1, para $MN = 1024$, a complexidade computacional do transmissor GFDM já consegue ser um pouco menor do que a complexidade computacional do sistema CP-OFDM para $N = 1024$. A estrutura das matrizes obtidas no momento da detecção não foram exploradas a fim de reduzir a quantidade de operações necessárias conforme feito para o modelo do transmissor, mas existem trabalhos que exploram as propriedades estruturais das matrizes do lado do receptor para conseguir reduzir esta complexidade [2] [18] [19].

Uma comparação direta da complexidade computacional do transmissor GFDM apresentado neste trabalho com as implementações do transmissor feitas em trabalhos anteriores é apresentada na Tabela 3.2.

Tabela 3.1: Complexidade dos transmissores e os detectores estudados nos sistemas CP-OFDM e GFDM

Técnica	Descrição das operações	Número de multiplicações complexas	Resultados M=N=8, N=64	Resultados M=N=64, N=1024
CP-OFDM Tx	(1) M iFFTs de N pontos.	$\frac{MN}{2} \log_2 N$	96	12288
CP-OFDM Tx, FFT64	(1) Uma iFFT de N pontos.	$\frac{N}{2} \log_2 N$	192	24576
GFDM Tx	(1) M iFFTs de N pontos. (2) Produto ponto a ponto de vetor com componentes reais por vetor com componentes complexas.	$\frac{MN}{2} (\log_2 N + 4)$ [13]	224	20480
CP-OFDM Rx ZF	(1) - M iFFTs de N pontos. - M inversas de matriz diagonal de tamanho N. - M multiplicações complexas de matriz diagonal por vetor de dimensão N.	$\frac{MN}{2} (\log_2 N + 4)$	224	20480
CP-OFDM Rx ZF, FFT64	(1) - Uma iFFT de N pontos. - Uma inversa de matriz diagonal de tamanho N. - Uma multiplicação complexa de matriz diagonal por vetor de dimensão N.	$\frac{N}{2} (\log_2 N + 4)$	320	32768
GFDM Rx ZF (Subseção 3.1)	(1) - Uma iFFT de MN pontos. - Uma inversa de matriz diagonal de tamanho MN. - Uma multiplicação complexa de matriz diagonal por vetor de dimensão MN. (2) Uma multiplicação complexa de matriz por vetor de dimensão MN, onde B ⁻¹ é conhecida.	$MN (\log_2 MN + MN + 2)$	4608	16834560
GFDM Rx ZF MF (Seção 3.2.1)	(1) Igual que para GFDM Rx ZF. (2) Uma multiplicação complexa de matriz por vetor de dimensão MN, onde B ^H é conhecida.	$MN (\log_2 MN + MN + 2)$	4608	16834560
GFDM Rx MF (Subseção 3.2.2)	(1) - Uma iFFT de MN pontos. - Cálculo de conjugado de MN elementos. - Uma multiplicação complexa de matriz diagonal por vetor de dimensão MN. (2) Uma multiplicação complexa de matriz por vetor de dimensão MN, onde B ^H é conhecida.	$MN (\log_2 MN + MN + 1)$	4544	16830464

Tabela 3.2: Comparação de complexidade para diferentes transmissores GFDM

Técnica	Número de multiplicações complexas	Resultados M = N = 8	Resultados M = N = 64
Multiplicação direta da matriz \mathbf{B}	$(MN)^2$	4096	16777216
Transmissor GFDM proposto em [20]*	$MN(\log_2 N + 2\log_2 M + X)$	704	81929
Transmissor GFDM proposto em [19]	$\frac{MN}{2}(\log_2 N + M)$	352	143360
Transmissor GFDM utilizado neste trabalho	$\frac{MN}{2}(\log_2 N + 4)$	224	20480

* Um valor típico para o parâmetro X é 2,

3.4

Resultados de simulações

Nesta seção se analisa o desempenho do sistema GFDM em termos da taxa de erro de símbolo de transmissão SER, frente à relação sinal ruído $\frac{E_s}{N_0}$ (razão entre a energia por símbolo transmitido e a variância das componentes do vetor de ruído). Para comparação são apresentadas curvas de desempenho dos sistemas GFDM e CP-OFDM.

Levando-se em conta o modelo apresentado no Capítulo 2 é desenvolvido um *Script* na linguagem *.m* para simular simultaneamente o desempenho de diferentes detectores para o sistema GFDM e CP-OFDM operando em canal AWGN e em canal multipercurso fixo. O modelo de canal AWGN é apropriado para estudar o efeito da interferência entre subportadoras devida a não ortogonalidade das subportadoras no sistema GFDM. É analisado também o modelo de canal com resposta ao impulso com decaimento exponencial proposto em [2] que é apropriado para analisar as características de eficiência espectral do GFDM. A Tabela 3.3 mostra a resposta ao impulso e os retardos do canal para os modelos de canal considerados.

Tabela 3.3: Resposta do canal e retardos para os modelos de canal

Canal	Resposta ao impulso	Retardo
AWGN	$\mathbf{h}_0 = 1$	0
Canal Fixo	$\mathbf{h}_0 = \left[10^{\frac{-i}{L-1}} \right]_{i=0, \dots, L-1}^T$	$L - 1$

Nas simulações a resposta ao impulso (\mathbf{h}) do canal é normalizada para energia unitária ($\|\mathbf{h}\|^2 = 1$). Tem-se assim que

$$\mathbf{h} = \frac{\mathbf{h}_0}{\|\mathbf{h}_0\|} \quad (3-7)$$

A faixa de guarda do tipo CP adotada tem comprimento $G = L - 1$. O *Script* desenvolvido permite a modificação dos parâmetros de simulação como a resposta do canal e a quantidade de coeficientes do pulso formatador GFDM utilizado, neste caso o proposto em [16]² que tem excelentes características de atenuação de lóbulos laterais o que implica em um controle das emissões OOB que não são desejadas.

3.4.1

Resultados de Simulação para Detecção Zero Forcing no Sistema GFDM

Nesta seção são apresentados resultados de simulação do desempenho do sistema GFDM em termos de SER para o detector mencionado na Seção 3.1. Estes resultados são comparados a resultados de desempenho para o sistema CP-OFDM, também obtidos por meio de simulação.

As curvas a seguir ilustram o desempenho SER do sistema GFDM do modelo proposto comparado com o desempenho de um sistema CP-OFDM para diferentes tipos de canal fixo usando modulação BPSK. A Figura 3.3 apresenta o desempenho SER do sistema GFDM para um canal AWGN, neste caso, tem-se que $\mathbf{H} = \mathbf{I}$ e $\mathbf{A} = \mathbf{B}$. As tabelas 3.4, 3.5 e 3.6 resumem os parâmetros específicos para esta simulação.

Tabela 3.4: Parâmetros, detector ZF canal AWGN

Parâmetro	OFDM	GFDM 1	GFDM 2
Modulação	BPSK	BPSK	BPSK
Quantidade total de símbolos	$19,2 \times 10^6$	$19,2 \times 10^6$	$19,2 \times 10^6$
<i>Time-slots</i>	$M_O = 1$	$M_G = 8$	$M_G = 8$
Subportadoras	$N_O = 8$	$N_G = 8$	$N_G = 8$
Coefficientes do canal (L)	AWGN	AWGN	AWGN
Coefficientes do pulso formatador (C)	-	7 [16]	8 [16]

Tabela 3.5: Coeficientes para o Pulso Formatador $C = 7$ [16]

c_0	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6
1	-0,99938080	0,97838560	-0,84390076	0,53649931	-0,20678881	0,03518546

Tabela 3.6: Coeficientes para o Pulso Formatador $C = 8$ [16]

c_0	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	c_7
1	-0,99932588	0,98203168	-0,89425129	0,70710678	-0,44756522	0,18871614	-0,03671221

²Os trabalhos referentes ao estudo do desempenho do sistema GFDM consideram apenas pulso formatador de cosseno levantado e raiz de cosseno levantado.

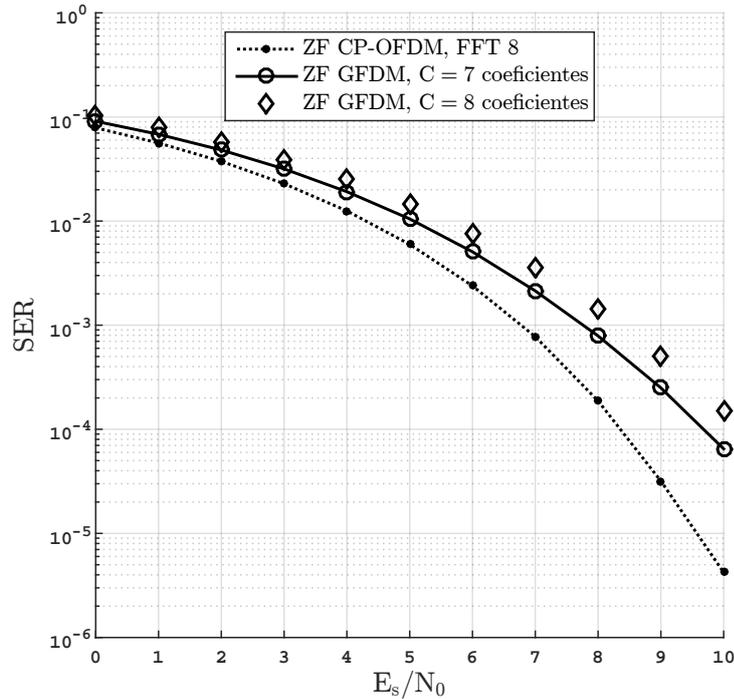


Figura 3.3: Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$ e $C = 8$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos) e um canal AWGN ($\mathbf{H} = \mathbf{I}$), $19,2 \times 10^6$ símbolos.

Na Figura 3.3, são apresentadas três curvas, a curva com linha pontilhada representa o desempenho SER do sistema CP-OFDM no qual são transmitidos grupos de oito símbolos cada utilizando FFT de oito pontos para gerar o vetor OFDM a ser transmitido pelo canal. A curva dois, linha sólida, representa o desempenho do sistema GFDM segundo o modelo desenvolvido. Usa-se neste caso uma quantidade de sete coeficientes ($C = 7$) para o pulso formatador do sistema. Finalmente a terceira curva representa o desempenho do sistema GFDM com oito coeficientes ($C = 8$) para o pulso formatador. Ressalte-se que o desempenho da última curva é notavelmente pior, o que foi observado em todas as simulações efetuadas. Simulações adicionais para outros valores maiores e menores do que 7 para o parâmetro c resultaram em piores resultados de desempenho, por essa razão um pulso formatador com $c = 7$ coeficientes foi o adotado nas simulações que originaram os resultados apresentados a seguir.

É importante notar que o uso do detector ZF implica, em geral, uma acentuação do nível de ruído, afetando o desempenho do sistema GFDM. Esta acentuação do ruído se reflete em uma redução da relação sinal ruído na detecção. É importante ressaltar que a escolha adequada da resposta em frequência do pulso formatador do sistema GFDM desempenha um papel muito importante no desempenho final do sistema.

A figuras 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7 apresentam resultados de desempenho dos sistemas quando operando em canais do tipo apresentado na Tabela 3.3 com 2, 4, 6 ou 8 coeficientes respectivamente.

Na Tabela 3.7 são apresentados os parâmetros específicos de simulação. A seguir, na Figura 3.4, são apresentados resultados de simulação para o desempenho SER para um canal com 2 coeficientes.

Tabela 3.7: Parâmetros, detector ZF canal fixo

Parâmetro	OFDM	GFDM
Modulação	BPSK	BPSK
Quantidade de total de símbolos	$19,2 \times 10^6$	$19,2 \times 10^6$
Time-slots (M)	$M_O = 1$	$M_G = 8$
Subportadoras (N)	$N_O = 8$	$N_G = 8$
Coefficientes do canal (L)	2, 4, 6, 8	2, 4, 6, 8
Coefficientes do pulso formatador (C)	-	7 [16]

Em todas as simulações foi adotado o valor da faixa de guarda igual ao retardado canal fixo considerado $G = L - 1$. Ressalte-se também que as eficiências espectrais dos sistemas CP-OFDM e GFDM são dados respectivamente por $\frac{N_O}{N_O+G}$ (*symbol/s/Hz*) e $\frac{M_G N_G}{M_G N_G + G}$ (*symbol/s/Hz*). Definindo-se η como sendo a razão entre as eficiências espectrais do sistema GFDM e CP-OFDM, resulta

$$\eta = \frac{1 + \frac{G}{N_O}}{1 + \frac{G}{M_G N_G}} \quad (3-8)$$

Como evidenciado nas Figuras 3.4, 3.5, 3.6 e 3.7 o desempenho do sistema CP-OFDM degrada mais rapidamente que o desempenho de GFDM devido principalmente ao fato que o sistema GFDM usa o CP mais eficientemente que CP-OFDM.

Observe-se ainda que como o sistema CP-OFDM utiliza FFT de 8 pontos (8 FFT de 8 pontos para transmitir 64 símbolos de informação) os sistemas têm complexidade similar na geração dos sinais. Entretanto o sistema CP-OFDM tem uma eficiência espectral inferior à do sistema GFDM, com esta desvantagem aumentando com o aumento do retardo do canal (η aumenta com o aumento de $L - 1$).

Na Figura 3.7 são apresentadas três curvas de desempenho a primeira e a segunda (linha sólida vermelha e linha sólida preta) usam a configuração de parâmetros ilustrada na Tabela 3.7. É apresentada uma terceira curva (linha preta pontilhada) que indica o desempenho do sistema CP-OFDM usando

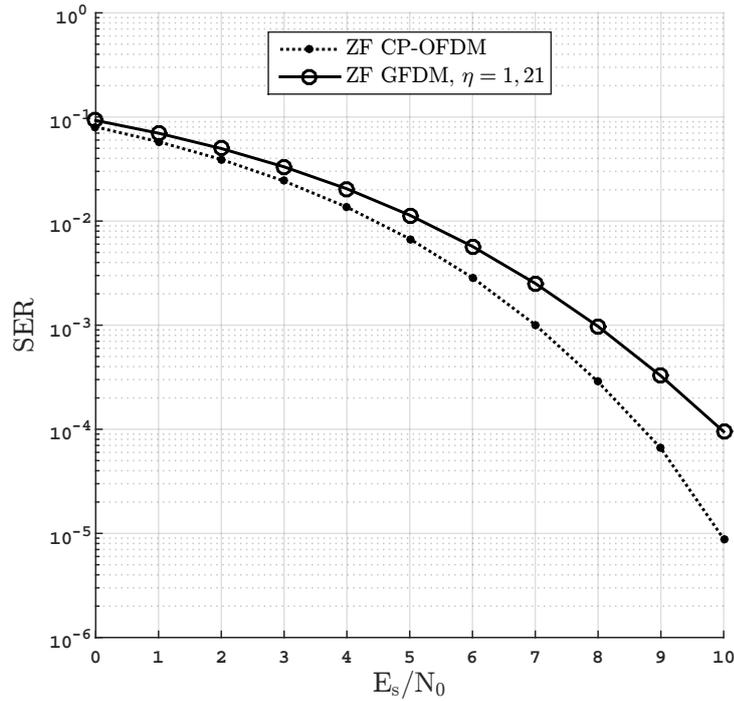


Figura 3.4: Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$ coeficientes.

$N_O = 64$ subportadoras e, portanto, o mesmo CP que o sistema GFDM. Neste caso os dois sistemas têm a mesma eficiência espectral e um aumento na complexidade, devido a que a geração do sinal requer uma FFT de 64 pontos frente a FFTs de 8 pontos requeridas pelos dois outros sistemas considerados na Figura 3.7. Neste caso como o uso do CP é mais eficiente para o sistema CP-OFDM 64, o seu desempenho é melhor.

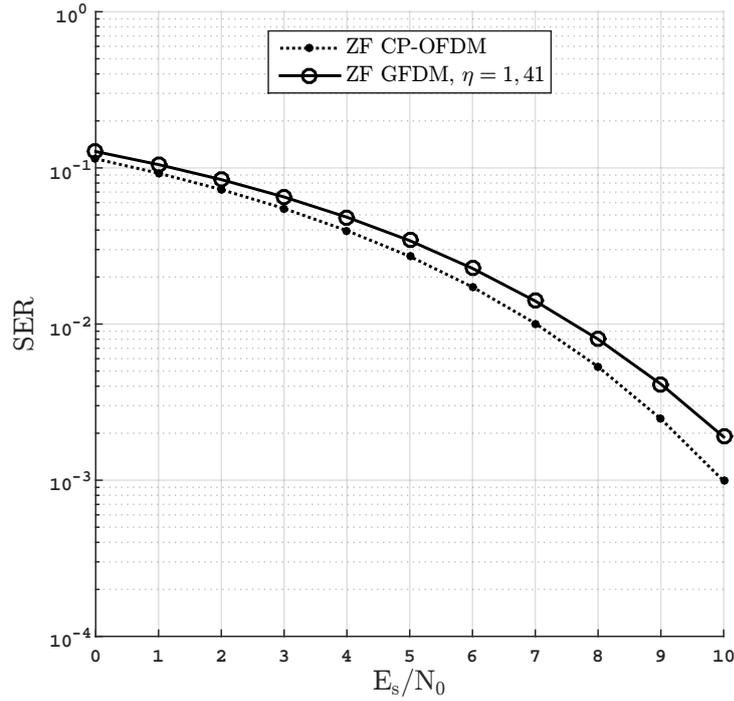


Figura 3.5: Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes.

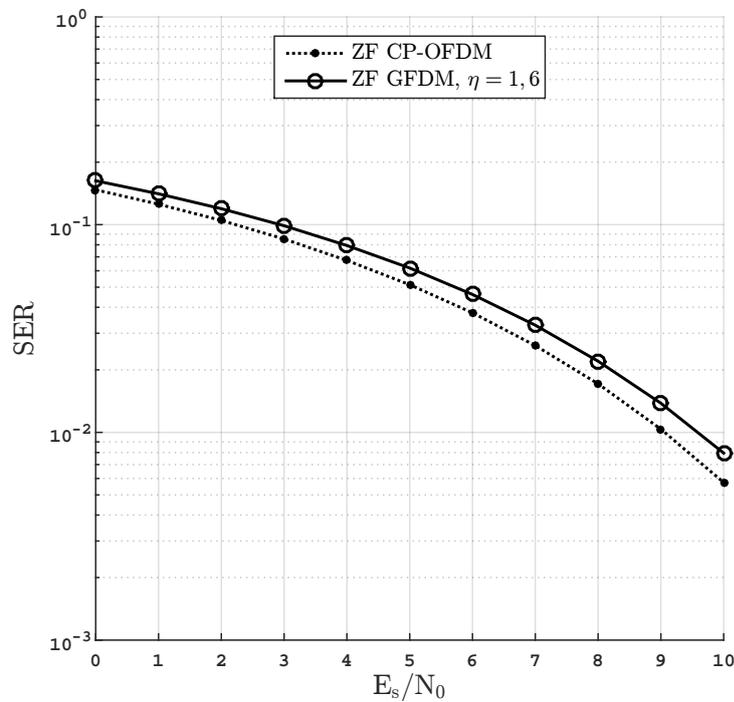


Figura 3.6: Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$ coeficientes.

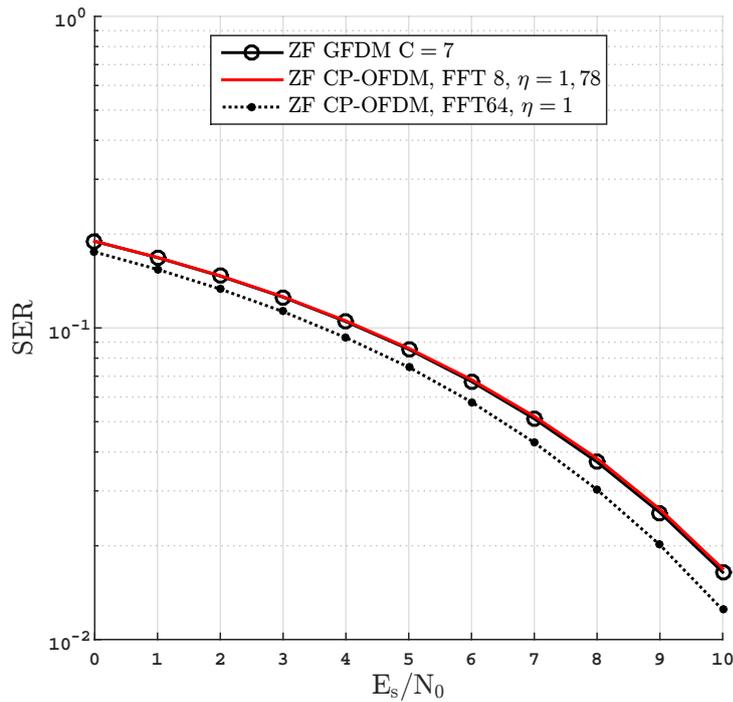


Figura 3.7: Desempenho SER para um detector ZF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos e FFT de 64 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes.

3.4.2

Resultados de Simulação para Detecção Matched Filter no Sistema GFDM

Nesta seção são apresentadas curvas de desempenho SER versus SNR para o sistema GFDM quando comparado com o sistema CP-OFDM. Usam-se os mesmos modelos de canal indicados na Tabela 3.3 e os mesmos parâmetros de simulação indicados nas tabelas 3.4 e 3.7. Os resultados de simulação são apresentados a seguir. Inicialmente são apresentados os resultados correspondentes ao procedimento de equalização ZF aplicado à matriz \mathbf{H} seguido de filtro casado à matriz de transmissão GFDM (matriz \mathbf{B}), como descrito na Subseção 3.2.1, seguidos dos resultados correspondentes à detecção com filtro casado à matriz \mathbf{A} Subseção 3.2.2.

A Figura 3.8, apresenta as curvas de desempenho dos dois sistemas operando em canal AWGN. Ressalte-se aqui que neste caso a equalização ZF é desnecessária ($\mathbf{H} = \mathbf{I}$). A curva de desempenho CP-OFDM (linha preta pontilhada) é basicamente a mesma mostrada na Figura 3.3, neste caso é apresentada a curva do detector ZF também apresentada em 3.3 (linha sólida na cor vermelha), a fim de indicar a degradação no desempenho da primeira estimativa devido ao uso do detector MF no sistema GFDM usando o mesmo

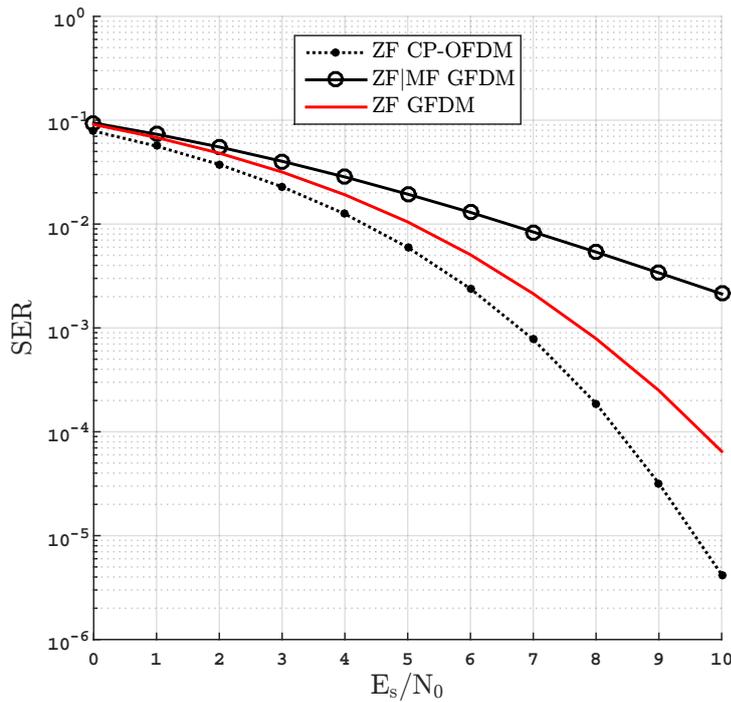


Figura 3.8: Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM e um canal AWGN, transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos.

pulso formatador ($C = 7$). Cabe ressaltar que por outro lado o receptor MF implica em uma menor complexidade de implementação do que o receptor ZF.

Na Figura 3.9, são mostradas as curvas de desempenho do CP-OFDM e GFDM com os parâmetros de simulação já mencionados para um canal com dois coeficientes e de acordo com o modelo de canal antes considerado. Para comparação outras duas curvas aparecem na figura, as linhas solidas nas cores verde e vermelha, representam o desempenho quando é considerado um canal AWGN (mesmo caso Figura 3.8). Os mesmos indicam que a degradação do desempenho provocado pelo canal multipercurso é maior no caso do sistema CP-OFDM.

As figuras 3.10 e 3.11 ilustram o desempenho dos dois sistemas para canais com 4 e 8 coeficientes respectivamente. Percebe-se então que a degradação de desempenho com o aumento do retardo do canal é bem mais acentuada no sistema CP-OFDM, fazendo com que as curvas de desempenho se aproximem e a vantagem em termos de eficiência espectral aumenta em favor do sistema GFDM. A Figura 3.11 inclui também o desempenho do sistema CP-OFDM quando é utilizada FFT de 64 pontos (transmissão de vetores de 64 símbolos). Nota-se que o ganho de desempenho frente ao caso de FFTs de 8 pontos é pequeno e o aumento da complexidade, tanto na geração quanto na detecção

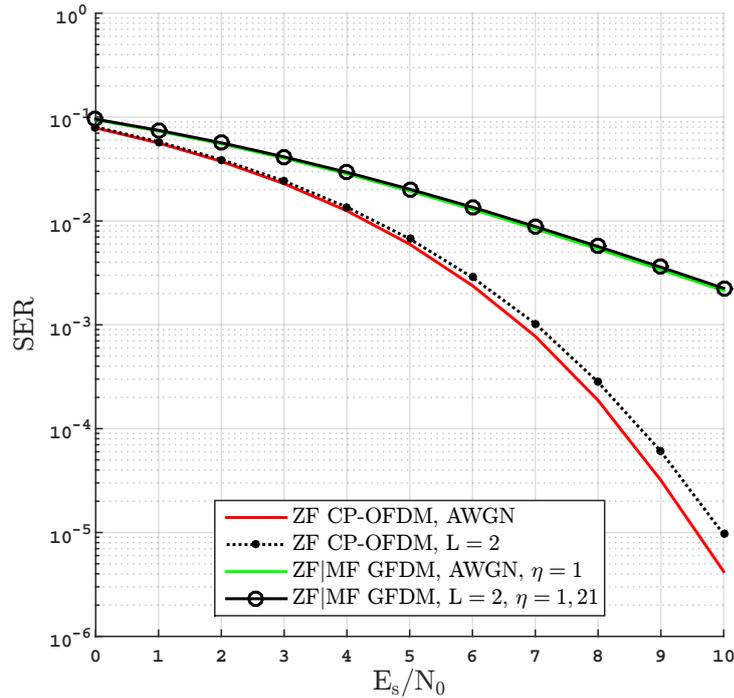


Figura 3.9: Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$ coeficientes.

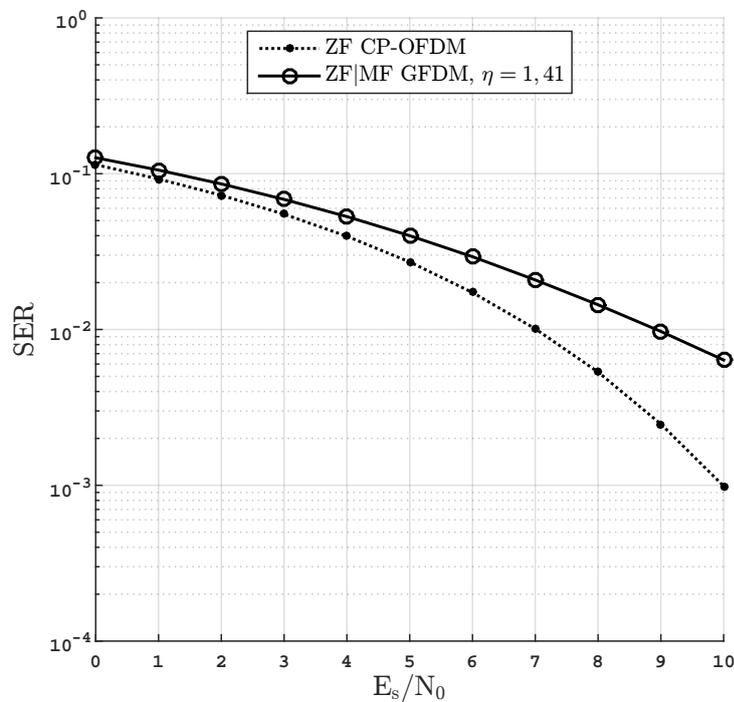


Figura 3.10: Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes.

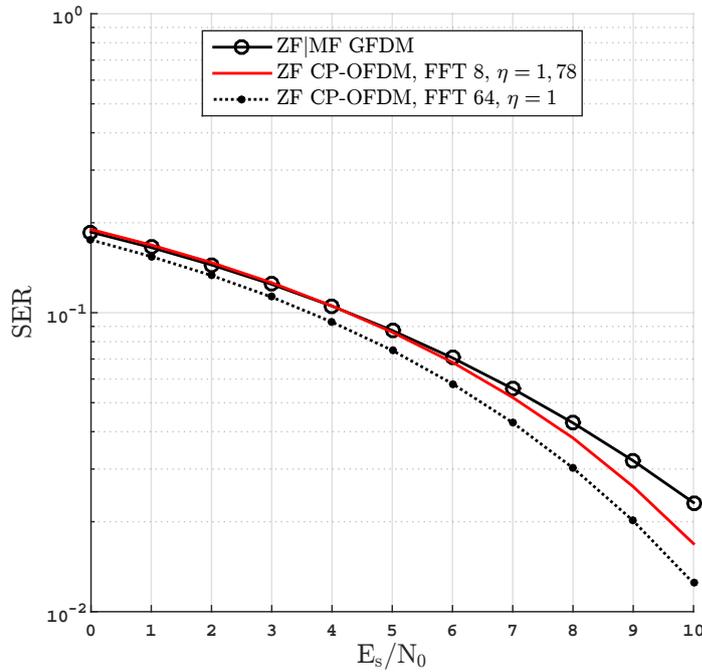


Figura 3.11: Desempenho SER para um detector ZF|MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos e FFT de 64 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes.

dos sinais, é relevante.

As curvas de desempenho para o detector MF mais aplicado na matriz do produto da matriz do canal com a matriz de transmissão GFDM ($\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$) mostram os efeitos da deterioração no desempenho do sistema GFDM quando não é utilizada uma equalização do tipo ZF no vetor recebido para eliminar os efeitos do canal antes da operação MF na matriz de transmissão GFDM. Para a simulação do sistema GFDM usando este método são utilizados os parâmetros citados na Tabela 3.7 já que para o caso de canal AWGN o desempenho seria o mesmo que o ilustrado na Figura 3.8 porque para este caso $\mathbf{H} = \mathbf{I}$. As simulações mostram que para o caso do modelo do canal com 2, 4 e 6 coeficientes o desempenho do sistema GFDM é praticamente o mesmo que o apresentado nas figuras 3.9, 3.10 e 3.11, começando-se a notar uma leve deterioração no desempenho para o caso de 6 coeficientes. Na Figura 3.12, para o caso do canal com 8 coeficientes, vale a pena observar a deterioração desempenho SER versus SNR na primeira detecção do sistema GFDM, note-se que a deterioração não é muito grande e o sistema já não precisa da inversão da matriz do canal \mathbf{H} (equalização ZF) que é de dimensão $(MN \times MN)$.

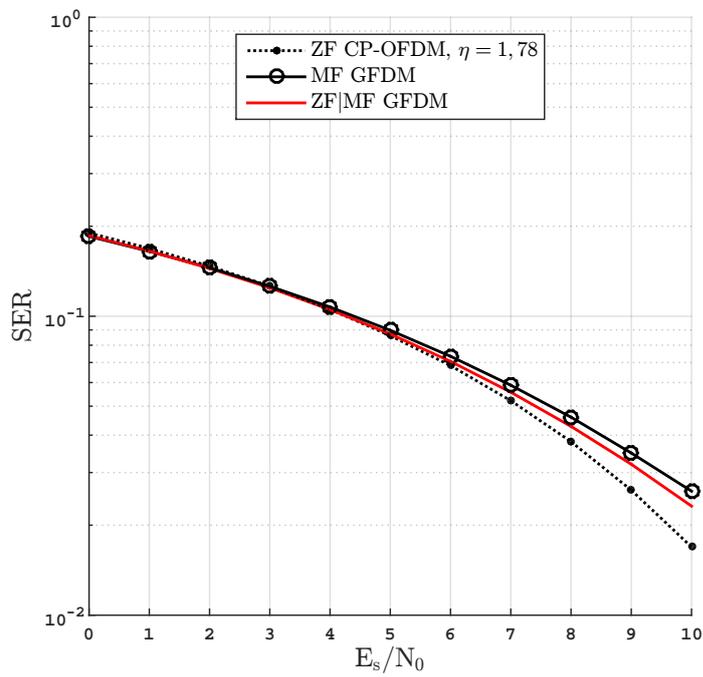


Figura 3.12: Desempenho SER para um detector MF aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFT de 8 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes.

4

Detecção e Cancelamento Simultâneo de Interferências entre Sub-Portadoras no Sistema GFDM

No Capítulo 3 foram apresentados métodos básicos de detecção passíveis de serem aplicados ao sistema GFDM. Neste capítulo é discutida a importância da correta escolha do pulso formatador GFDM. Além disso, é apresentada uma análise preliminar de métodos um pouco mais avançados para detecção de símbolos no sistema GFDM que obtêm melhor desempenho nas mesmas condições dos detectores básicos descritos no Capítulo 3, em troca de um aumento de complexidade. São analisados principalmente três tipos de detectores iterativos. No primeiro lugar, é apresentado o método de cancelamento de interferência em série, (SIC, *Serial Interference Cancellation*), o método de cancelamento de interferências em paralelo (PIC, *Parallel Interference Cancellation*) e finalmente é estudado o método de cancelamento de interferências em série por grupos aplicando o método apresentado em [1], aqui nomeado sSIC.

É muito importante a escolha do pulso formatador no dimensionamento do sistema GFDM, porque do pulso formatador depende em grande medida o desempenho final do sistema e também os tipos de interferências que aparecem, assim como o compromisso entre ISI e ICI na detecção. Assim, é importante ressaltar que como o pulso formatador usado no sistema GFDM não é retangular, as subportadoras GFDM podem ser não ortogonais o que significa que pode surgir interferências entre elas de tipo ICI. Adicionalmente, a resposta ao impulso do filtro de transmissão utilizado pode causar interferência entre os símbolos transmitidos (ISI) no pacote de transmissão GFDM através de uma dada subportadora. Trabalhos anteriores têm feito uma análise de dois dos pulsos formatadores mais utilizados, o pulso de cosseno levantado (RC, *Raised Cosine*) e o pulso de raiz de cosseno levantado (RRC, *Root Raised Cosine*), e seu efeito sobre o desempenho no esquema de modulação GFDM [21] [1] [2]. A conclusão mais interessante fornecida pelos autores depois de fazer uma análise sobre a influência dos pulsos formatadores do tipo RC e RRC no desempenho do sistema GFDM, é a de que existe um compromisso entre ISI e ICI dependendo da escolha do pulso formatador.

O impacto do fator de *roll-off* (α) é analisado com detalhe em [21], os resultados deste trabalho apontam que se um pulso formatador de tipo RC é utilizado no sistema GFDM, o fenômeno ISI é incrementado quando comparado com o pulso formatador RRC. No entanto a interferência ICI no RC é pequena comparada com RRC. Por outro lado se o valor de α ($0 \leq \alpha \leq 1$) é pequeno, o

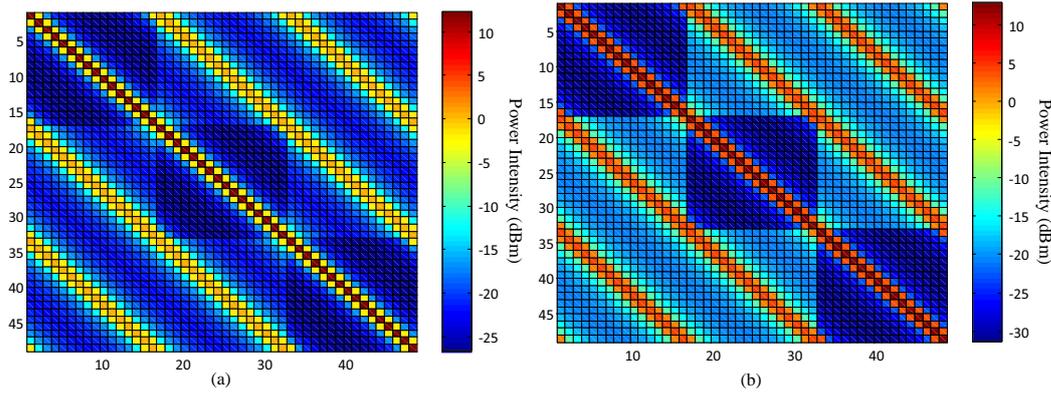


Figura 4.1: Representação dos elementos da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ para o estudo do padrão de interferências com pulsos formatador RRC para os parâmetros $M = 3$, $N = 16$ (tamanho, M *time-slots* e N subportadoras) (a) $\alpha = 0,1$ e (b) $\alpha = 0,75$ (fator de *roll-off* do pulso formatador GFDM). Tomada de [1], pg 6. Outubro de 2013.

desempenho do sistema GFDM melhora devido à redução da interferência ICI. A escolha de um pulso formatador RC ou RRC depende deste compromisso entre ISI e ICI.

É claro que pulsos formatadores de tipo RC e RRC não são os únicos estudados para o projeto do sistema GFDM. Em [13] é apresentado um método para o planejamento de filtros protótipo de tipo FIR com propriedade de reconstrução quase perfeita.

Os filtros protótipo planejados com o método apresentado pelos autores de [16], e aplicados neste trabalho como pulso formatador GFDM, têm interessantes características tais como excelente seletividade em frequência, necessária para cenários de Rádio Cognitivo, e alta taxa de decaimento dos lóbulos laterais, necessário para evitar radiações OOB. Os pulsos formatadores analisados em [16], são especialmente pensados para sistemas de transmissão multi-portadora, e além disso os autores apresentam um método matemático unificado para o projeto destes filtros.

Em [1] os autores estudam o padrão de interferências quando é usado um pulso formatador de tipo RRC através da observação da estrutura da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ de acordo com a Figura 4.1, tomada diretamente.

Na Figura 4.1, são apresentadas duas representações dos elementos que compoem a matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ para dois valores do parâmetro α , (a) $\alpha = 0,1$ e (b) $\alpha = 0,75$. A matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$, resulta da aplicação do detector MF no modelo GFDM depois de ter sido idealmente eliminados os efeitos do canal multipercurso representado pela matriz \mathbf{H} e que em [1] foi eficientemente suprimida por uma equalização do tipo ZF. Os elementos da diagonal principal da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$, ponderam os sinais desejados, enquanto os demais elementos

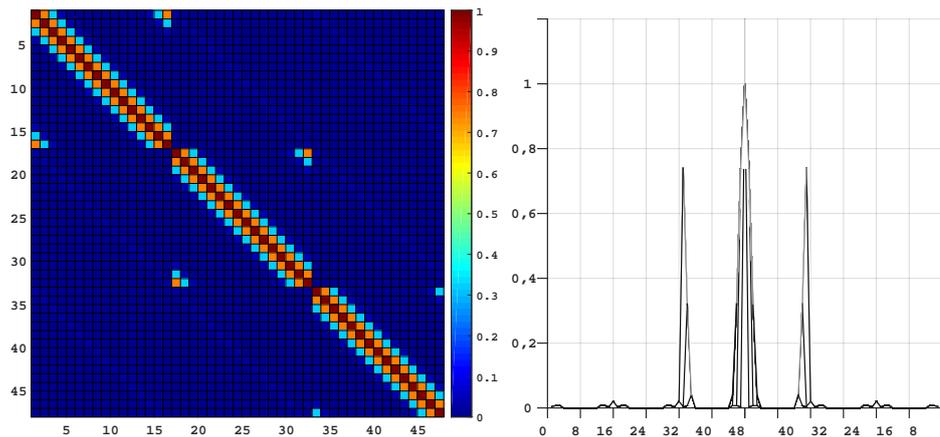


Figura 4.2: Representação dos elementos da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$ para o estudo do padrão de interferências usando o pulso formatador proposto em [16] para os parâmetros $M = 3$, $N = 16$ (tamanho, M *time-slots* e N subportadoras), $C = 7$.

nas matrizes apresentadas em (a) e (b), com intensidade de potência diferente de zero, produzem interferências não desejadas.

Na Figura 4.1, são apresentados resultados dos autores de [1]. Para comparação, a Figura 4.2 ilustra o padrão de interferências estudado a partir da observação dos elementos da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$, utilizando o pulso formatador proposto em [16], e aplicado neste trabalho. Usam-se os mesmos parâmetros utilizados pelos autores em [1] a fim de comparar os efeitos da escolha do pulso nas mesmas condições.

Na Figura 4.2 pode-se observar que os elementos que ponderam o sinal desejado para a detecção no sistema GFDM (diagonal principal da matriz $\mathbf{B}^H \mathbf{B}$) quando se utiliza o detector de tipo MF e o pulso formatador proposto possuem uma concentração de energia importante. A simples comparação visual das matrizes nas figuras 4.1 e 4.2, indica que a matriz resultante da proposta de [16] (Figura 4.2), é uma matriz cheia mas que tem relativamente pouca concentração de elementos que geram interferências na detecção quando comparado com as matrizes ilustradas na Figura 4.1 para pulso formatador de tipo RRC, o que permite que o detector MF possa atingir um melhor desempenho SER do que o desempenho visto em trabalhos anteriores.

Como mencionado em [1], pode-se inferir que uma grande fonte de interferência de tipo ICI quando é usado um detector de tipo ZF|MF no sistema GFDM, são as subportadoras adjacentes, caracterizadas em maior medida pelos elementos anterior e posterior aos elementos da diagonal principal, as quais apresentam a segunda maior intensidade de potência, pelo menos para este caso particular da configuração do pacote GFDM ($M = 3$ e $N = 16$). Este fato comum permite o estudo de métodos de cancelamento de interferência já propostos para o sistema GFDM na literatura, aplicados ao caso particular com

o uso do pulso formatador apresentado em [16]. Nesse ordem de ideias, além dos métodos PIC, proposto nesta desinsetação como alternativa para cancelamento de interferências intrínsecas no sistema GFDM, o SIC, o método apresentado em [1], que é uma variação do SIC convencional, onde um grupo arbitrário de elementos correspondentes a algumas diagonais secundárias na matriz $\mathbf{B}^H\mathbf{B}$, que geram a maior parte das interferências ICI segundo a estrutura da matriz, é extraído e armazenado pelo sistema, supondo que a matriz \mathbf{B} é conhecida pelo receptor.

Alguns inconvenientes da aplicação dos métodos SIC e o sSIC sugerido em [1], em conjunção com o pulso formatador e apresentado em [16] e escolhido para este trabalho, são principalmente dois. Em primeiro lugar, a necessidade de memória para armazenar a matriz que efetua o cancelamento de interferências por grupos, a qual pode mudar ao longo das iterações de cancelamento. O segundo inconveniente é a necessidade de se conhecer a priori uma representação dos elementos da matriz $\mathbf{B}^H\mathbf{B}$ que é diferente para diferentes configurações do pacote de dados GFDM, dependendo do pulso formatador GFDM escolhido, do número de subportadoras N e do número de *slots* de tempo M .

Uma forma de implementar as estratégias PIC, SIC e sSIC pode ser expressa da seguinte forma

$$\mathbf{z}^{(k)} = \mathbf{B}^H \mathbf{r}_{ZF} - (\mathbf{B}^H \mathbf{B})_{est} \hat{\mathbf{s}}^{(k-1)}, \quad k = 1, 2, \dots \quad (4-1)$$

onde $\mathbf{z}^{(k)}$, representa novos vetores dos quais pode ser obtida uma nova estimativa dos símbolos transmitidos no sistema GFDM a partir de estimativas anteriores. $\mathbf{B}^H \mathbf{r}_{ZF}$, representa a implementação do MF no vetor recebido depois de ter sido efetuada uma equalização do tipo ZF no canal (\mathbf{H}). $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})_{est}$, representa a matriz equivalente a realizar as operações do PIC, SIC e sSIC sobre as estimativas $\hat{\mathbf{s}}^{(k-1)}$. Neste ponto a recursão¹

$$\hat{\mathbf{s}}^{(k)} = Q(\mathbf{z}^{(k)}), \quad k = 1, 2, \dots \quad (4-2)$$

representa a geração iterativa de novas estimativas GFDM dependendo do vetor $\mathbf{z}^{(k)}$, que por sua vez depende do método de cancelamento de interferências, PIC, SIC ou sSIC da seguinte forma:

(1) Para o PIC

$$(\mathbf{B}^H \mathbf{B})_{PIC} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})_0 \quad (4-3)$$

¹Uma explicação detalhada para obtenção do método de implementação apresentado em (4-1) é discutido no início do Capítulo 5.

onde $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_0$, corresponde à matriz $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})$ com a sua diagonal principal zerada, como mostrado na Figura 4.3 (a).

(2) Para o SIC

$$(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_{\text{SIC}}^{(k)} = (\mathbf{B}^H\mathbf{B})_k \quad , \quad k = 1, 2, \dots, MN - 1 \quad (4-4)$$

onde $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_k$, $k = 1, 2, \dots, MN - 1$, corresponde a matrizes de zeros da mesma dimensão de $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})$ que contém diagonais secundárias correspondentes aos elementos de $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})$ que têm ordem decrescente de intensidade de potência, de acordo com o seguinte processo: Para a primeira iteração do SIC, as duas diagonais secundárias (simétricas com respeito a diagonal principal), que têm o segundo maior valor de intensidade de potência são incluídas na primeira matriz de zeros da mesma dimensão de $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})$. Para a seguinte iteração as duas diagonais secundárias que possuem o terceiro maior valor de intensidade de potência aparecem na segunda matriz de zeros, como mostrado na Figura 4.3 (b). Este processo de geração de novas matrizes continua seguindo uma ordem decrescente de intensidade de potência dos elementos de um dado par simétrico com respeito a diagonal principal, de diagonais secundárias da matriz $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})$ em um máximo de $MN - 1$ vezes.

(3) Para o sSIC

$$(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_{\text{sSIC}}^{(k)} = (\mathbf{B}^H\mathbf{B})_k \quad , \quad k = 1, 2, \dots \quad (4-5)$$

onde $(\mathbf{B}^H\mathbf{B})_k$, $k = 1, 2, \dots$, é uma matriz que se constrói de forma similar ao processo descrito no item (2), mas mais de um par simétrico de diagonais secundárias podem aparecer na matriz de zeros em cada uma das iterações, e o processo de geração de matrizes só poderia ser realizado um número menor do que $MN - 1$ vezes segundo o tamanho dos grupos de diagonais secundárias canceladas a cada iteração, como mostrado na Figura 4.3 (c). Ressalte-se ainda que se na primeira iteração do sSIC um grupo igual a $MN - 1$ diagonais secundárias aparecem na matriz de zeros, o cancelador sSIC corresponde ao cancelador PIC.

Por meio de simulação com base do modelo descrito no Capítulo 2, se obteve resultados de desempenho pouco satisfatórios para os métodos SIC e o método apresentado em [1] (sSIC), principalmente devido ao fato do pulso formatador escolhido para este trabalho resultar em uma matriz de transmissão GFDM (\mathbf{B}_{MN}) com uma estrutura um pouco diferente daquelas associadas às implementações apresentadas anteriormente na literatura. Aqui o método PIC

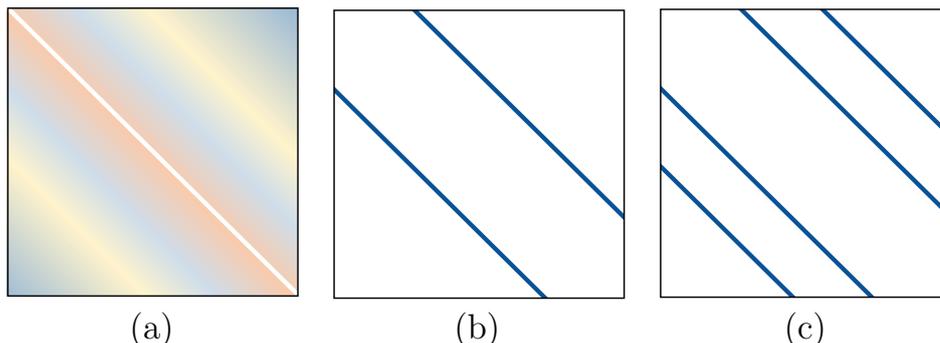


Figura 4.3: Esquema da estrutura das diferentes matrizes necessárias para aplicar os métodos PIC, SIC e sSIC em alguns detectores passíveis de aplicação no sistema GFDM. (a) estrutura da matriz $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})_{\text{PIC}} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})_0$ para a aplicação do método PIC, (b) estrutura de uma das matrizes $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})_{\text{SIC}}^{(k)} = (\mathbf{B}^H \mathbf{B})_k$, $k = 1, 2, \dots, MN - 1$ para a aplicação do método SIC, (c) estrutura de uma das matrizes $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})_k$, $k = 1, 2, \dots$, para a aplicação do método sSIC.

demonstrou ser o mais efetivo para o caso específico, além de ser flexível e adaptável a várias configurações de pacote de dados GFDM. Ressalte-se ainda que para o método de implementação adotado neste trabalho o cancelador PIC apresenta a menor complexidade computacional, pois a matriz $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})_0$ não muda a cada iteração de cancelamento como nos outros dois métodos, SIC e sSIC. Por essas razões o método PIC foi o adotado para os experimentos e simulações realizados neste trabalho. A Figura 4.4 ilustra o desempenho dos três métodos de cancelamento iterativo de interferências com o número de iterações estipulado, $K = 9$, e tendo como estimativa aquela produzida na última iteração.² Além destas três curvas de desempenho são incluídas para referência as curvas de desempenho da primeira detecção ZF|MF e ZF $(\hat{\mathbf{s}}^{(0)})$ no sistema GFDM e a curva de desempenho do sistema CP-OFDM quando o parâmetro NCH é 4. O método sSIC é aplicado para grupos de pares de diagonais secundárias fixado em 2, ou seja para cada iteração do sSIC são eliminadas quatro fontes de interferência da matriz $(\mathbf{B}^H \mathbf{B})$. É importante notar que a aplicação da equalização ZF no canal implica num aumento da variância do ruído resultante, Este fato é levado em conta para a implementação final proposta no Capítulo 5, onde é considerada a estrutura da matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ em lugar da matriz \mathbf{B} .

²No Capítulo 3 e no Capítulo 5, na Seção 5.1.1 são expostos maiores detalhes dos parâmetros de simulação utilizados para obter os resultados apresentados neste trabalho.

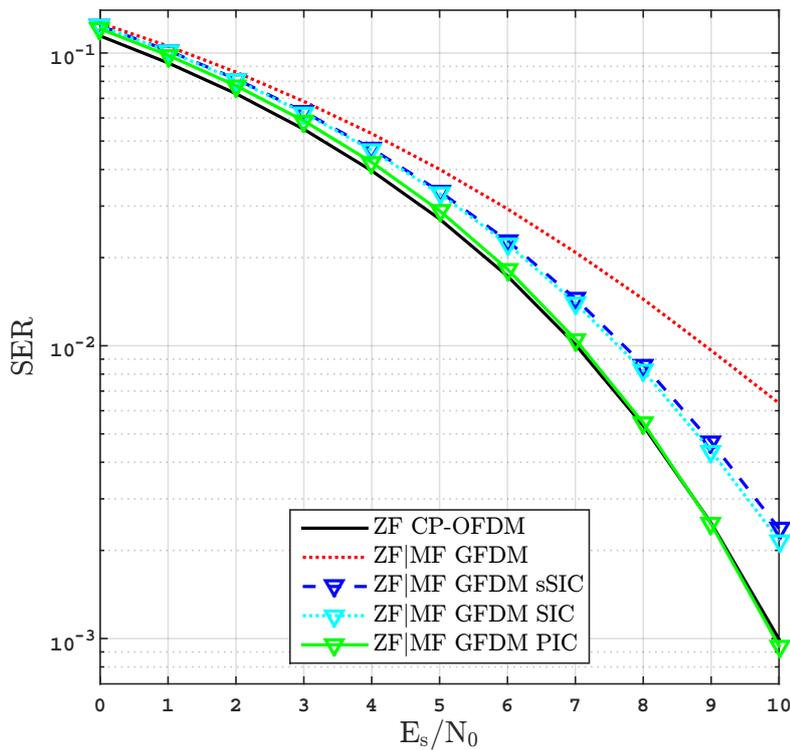


Figura 4.4: Comparação dos desempenhos para o detector ZF|MF com cancelamento de interferência iterativo do tipo PIC, SIC e sSIC, para os parâmetros $M = N = 8$ (tamanho, M *time-slots* e N subportadoras), $c = 7$, transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes, é ilustrada a iteração $k = K = 9$.

5

Detectores com Cancelamento de Interferências em Paralelo para Sistemas GFDM

Neste capítulo são apresentados detectores ZF|MF, MF e ZF com cancelamento de interferências PIC (*Parallel interference Cancellation*) para o sistema GFDM, além de três estratégias distintas para estabelecer o número de iterações realizadas pelo cancelador PIC para fornecer uma ‘boa’ estimativa final do vetor de símbolos GFDM. Procurou-se não acrescentar excessiva complexidade computacional na detecção dos sinais e se aproximar do desempenho SER do sistema CP-OFDM com uma complexidade similar na geração dos sinais para os dois sistemas, mas com as vantagens do sistema GFDM tais como o uso mais eficiente da faixa de guarda de tipo CP, requisitos de sincronia mais relaxados, redução do problema do PAPR (*Peak-to-Average Power Ratio*) presente nos sistemas OFDM e, especialmente, um ganho considerável na eficiência espectral [2].

Partindo do modelo desenvolvido no Capítulo 2 e os métodos de detecção apresentados no Capítulo 3, de acordo com a Equação (3-1), ($\mathbf{r} = \mathbf{A}_{MN}\mathbf{s}_a + \mathbf{n}$), o vetor recebido \mathbf{r} pode ser expresso convenientemente na forma

$$\mathbf{r} = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1 & \mathbf{a}_2 & \cdots & \mathbf{a}_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{MN} \end{bmatrix} + \mathbf{n} = s_i \mathbf{a}_i + \mathbf{A}_i \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5-1)$$

onde para simplificar a notação adotou-se $\mathbf{s} = \mathbf{s}_a$, \mathbf{a}_i é a i -ésima coluna da matriz \mathbf{A}_{MN} , s_i é o i -ésimo símbolo do vetor de símbolos GFDM, $1 \leq i \leq MN$ e a matriz \mathbf{A}_i é uma versão da matriz \mathbf{A}_{MN} com a i -ésima coluna substituída por um vetor coluna de MN zeros.

Suponha que uma ‘boa’ estimativa inicial, $\hat{\mathbf{s}}^{(0)} = [\hat{s}_1^{(0)} \quad \hat{s}_2^{(0)} \quad \cdots \quad \hat{s}_{MN}^{(0)}]^T$, do vetor \mathbf{s} seja fornecida. Então, a partir de (5-1) tem-se que uma aproximação razoável é dada por

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{r} - \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{s}}^{(0)} \approx s_i \mathbf{a}_i + \mathbf{n} \quad , \quad 1 \leq i \leq MN \quad (5-2)$$

como \mathbf{n} é vetor de ruído branco, resulta que, para uma igualdade em (5-2), a estimativa de máxima verossimilhança (ML, *Maximum Likelihood*) de s_i a partir de \mathbf{y}_i é obtida por

$$\hat{s}_i^{(1)} = Q \left(z_i^{(0)} \right) \quad (5-3)$$

onde $z_i^{(0)} = \mathbf{a}_i^H \mathbf{y}_i = \mathbf{a}_i^H \mathbf{r} - \mathbf{a}_i^H \mathbf{A}_i \hat{\mathbf{s}}^{(0)}$; $1 \leq i \leq MN$, e a função $Q(\cdot)$ mapeia $z_i^{(0)}$ no símbolo mais próximo pertencente à constelação de sinais da modulação utilizada. Definindo-se $\mathbf{z}^{(0)} = \left[z_1^{(0)} \quad z_2^{(0)} \quad \cdots \quad z_{MN}^{(0)} \right]^T$, pode ser verificado que o vetor $\mathbf{z}^{(0)}$ pode ser expresso na forma

$$\mathbf{z}^{(0)} = \mathbf{A}^H \mathbf{r} - (\mathbf{A}^H \mathbf{A})_0 \hat{\mathbf{s}}^{(0)} \quad (5-4)$$

onde $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})_0$ é a matriz resultante do produto do Hermitiano da matriz \mathbf{A} versus ela mesma e o resultado desta multiplicação com a diagonal principal zerada. Assim uma nova estimativa, $\hat{\mathbf{s}}^{(1)} = \left[\hat{s}_1^{(1)} \quad \hat{s}_2^{(1)} \quad \cdots \quad \hat{s}_{MN}^{(1)} \right]^T$ do vetor \mathbf{s} é fornecida por

$$\hat{\mathbf{s}}^{(1)} = Q \left(\mathbf{z}^{(0)} \right) \quad (5-5)$$

e a função $Q(\cdot)$ mapeia cada componente do vetor $\mathbf{z}^{(0)}$ no símbolo mais próximo pertencente à constelação de sinais do esquema de modulação.

O procedimento descrito acima pode ser repetido gerando estimativas sucessivas por meio da recursão

$$\hat{\mathbf{s}}^{(k)} = Q \left(\mathbf{z}^{(k-1)} \right) \quad , \quad k = 1, 2, \dots \quad (5-6)$$

onde

$$\mathbf{z}^{(k-1)} = \mathbf{A}^H \mathbf{r} - (\mathbf{A}^H \mathbf{A})_0 \hat{\mathbf{s}}^{(k-1)} \quad , \quad k = 1, 2, \dots \quad (5-7)$$

É importante notar que para a implementação prática do método o produto $\mathbf{A}^H \mathbf{r}$ só precisa ser efetuado uma vez e armazenado em memória, igualmente a matriz $(\mathbf{A}^H \mathbf{A})_0$ só precisa ser computada uma vez.

5.1

Detectores ZF/MF-PIC e MF-PIC

Nesta seção são estudados os detectores ZF|MF e MF com cancelamento de interferências em paralelo. O diagrama genérico apresentado na Figura 5.1 ilustra o funcionamento do sistema de detecção proposto. No diagrama o sistema é realimentado com a primeira estimativa dos símbolos para tentar melhorar a estimativa ZF|MF ou MF segundo o caso, usando alguma medida de qualidade das estimativas (MQ).

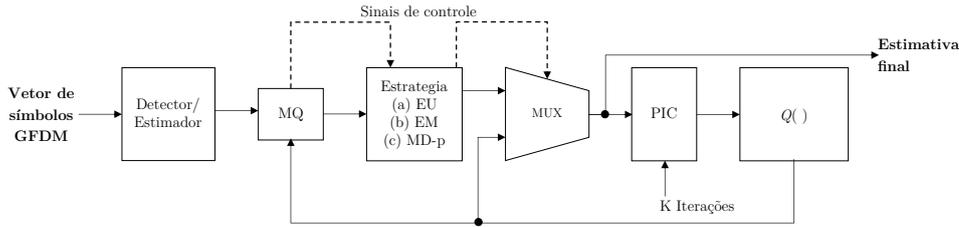


Figura 5.1: Diagrama em blocos do detector com cancelamento em paralelo de interferências PIC para o sistema GFDM.

Fazendo uso dos detectores descritos no Capítulo 3 se obtém uma primeira estimativa ZF|MF ou MF dos símbolos GFDM. Depois por meio de recursão iterativa do PIC se geram sequencialmente novas estimativas dos símbolos GFDM. Ressalte-se aqui que, devido à possível propagação de erros, não é garantido que a qualidade das estimativas cresça com o número de iterações. Fica claro que o procedimento de geração de estimativas sucessivas necessita de um critério de parada e decisão sobre a estimativa finalmente adotada. Três estratégias foram consideradas neste trabalho.

- (a) (EU): Um número inteiro positivo, K , é estipulado como o número máximo de iterações do PIC e a estimativa final é a última gerada $(\hat{\mathbf{s}}^{(K+1)})$.
- (b) (EM): Um número inteiro positivo, K , é estipulado como o número máximo de iterações do PIC e a estimativa final é a de ‘melhor qualidade’ dentre as $K + 1$ estimativas geradas.
- (c) (MD-p): Um número inteiro positivo, K , é estipulado como o número máximo de iterações do PIC, porém se a qualidade da estimativa presente, k , for inferior a da anterior, $k - 1$, o procedimento é interrompido e a estimativa final é dada por $\hat{\mathbf{s}}^{(k-1)}$, $1 \leq k \leq K$.

Adotou-se como medida de qualidade a estimativa com maior verossimilhança que neste caso corresponde à métrica de menor distância MD dada por

$$D(\mathbf{x}) = \|\mathbf{r} - \mathbf{Ax}\|^2 \quad (5-8)$$

onde \mathbf{r} é o vetor recebido e \mathbf{A} é a matriz de transmissão do sistema GFDM.

Para o caso do item (b), a estimativa final é a que resulta no menor valor da métrica $D(\cdot)$ dentre as $K + 1$ estimativas geradas. Para o caso do item (c), as estimativas são geradas sequencialmente até um número máximo de $K + 1$ vezes, mas o processo pode ser interrompido na k -ésima iteração ($1 \leq k \leq K$) sempre que $D(\hat{\mathbf{s}}^{(k)}) > D(\hat{\mathbf{s}}^{(k-1)})$. Neste caso a estimativa $\hat{\mathbf{s}}^{(k-1)}$

é adotada como a estimativa final. A vantagem desta última estratégia é a redução do número de iterações quando comparada com as estratégias (a) e (b). Note-se ainda que a estratégia (b) é a mais complexa, mas forneceria a melhor estimativa dentre as três propostas.

5.1.1

Detectores ZF/MF e MF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa Gerada (EU)

Nesta subseção, são apresentados os sistemas de detecção ZF|MF e MF à matriz \mathbf{A} com uso de PIC recursivo para cancelar as interferências que deterioram a primeira detecção, $\hat{\mathbf{s}}^{(0)}$. Especificamente, se estuda a estratégia de parada e decisão (a), proposta na Seção 5.1. A seguir é descrito o procedimento específico por meio de um algoritmo em pseudocódigo.

Data: Primeira estimativa dos símbolos GFDM ($\hat{\mathbf{s}}^{(0)}$)

Result: Estimativa final ($\hat{\mathbf{s}}^{(f)}$)

INÍCIO

if *Estratégia* (a) **then**

for $k = 1, 2, \dots, K$ **do**

 Efetua o PIC, Equação (5-7)

$Q(\cdot)$ Estima os símbolos, Equação (5-6)

end

end

Fornece a estimativa, $\hat{\mathbf{s}}^{(f)} = \hat{\mathbf{s}}^{(K)}$.

FIM

.

Algoritmo 1: Algoritmo para tentar melhorar as estimativas no sistema GFDM usando a estratégia (a) de parada e decisão.

5.1.2

Detectores ZF/MF e MF com PIC Recursivo e Escolha da Estimativa com Menor Métrica MD (EM)

Nesta subseção é apresentado um sistema similar ao descrito na subseção anterior, mas considerando o fato que a melhoria na qualidade das estimativas não sempre segue ordem estritamente sequencial. Então nesta estratégia o sistema armazena as $K + 1$ estimativas geradas e as K métricas MD correspondentes e decide pela estimativa que possui a menor métrica MD de acordo com

Data: Primeira estimativa dos símbolos GFDM $(\hat{\mathbf{s}}^{(0)})$
Result: Estimativa final $(\hat{\mathbf{s}}^{(f)})$
INÍCIO
 D $(\hat{\mathbf{s}}^{(0)})$ (Métrica MD₀)
 Armazena a Métrica MD₀
if *Estratégia* (b) **then**
 for $k = 1, 2, \dots, K$ **do**
 Efetua o PIC, Equação (5-7)
 $Q(\cdot)$ Estima os símbolos, Equação (5-6)
 Armazena a estimativa de $(\hat{\mathbf{s}}^{(k)})$
 D $(\hat{\mathbf{s}}^{(k)})$ (Métrica MD_k)
 Armazena a Métrica MD_k
 end
end
 Compara as métricas MD_k ($k = 0, 1, \dots, K$)
 Escolhe a menor métrica MD
 Fornece a estimativa $(\hat{\mathbf{s}}^{(f)})$, correspondente à menor métrica MD
FIM

Algoritmo 2: Algoritmo para tentar melhorar as estimativas no sistema GFDM usando a métrica MD e a estratégia (b) de parada e decisão.

5.1.3

Detectores ZF/MF e MF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa Gerada que Precede um Aumento na Métrica MD (MD-p)

Nesta subseção são descritos os sistemas de detecção ZF|MF e MF à matriz \mathbf{A} com PIC recursivo e estratégia de parada para a escolha da estimativa $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$ de \mathbf{s} quando é utilizada a estratégia (c) apresentada na Seção 5.1. Aqui cabe ressaltar que dentre as três estratégias estudadas neste trabalho esta é a que apresenta um melhor compromisso complexidade/desempenho. A complexidade neste caso depende do número de recursões efetuadas pelo PIC até que a estimativa final seja escolhida. Este número varia aleatoriamente ao longo de detecções sucessivas mas é, obviamente, inferior a K . O procedimento de detecção neste caso é resumido a seguir

Data: Primeira estimativa dos símbolos GFDM $(\hat{\mathbf{s}}^{(0)})$
Result: Estimativa final $(\hat{\mathbf{s}}^{(f)})$
INÍCIO
 D $(\hat{\mathbf{s}}^{(0)})$ (Métrica MD₀)
 Armazena a Métrica MD₀
if *Estratégia (c)* **then**
 for $k = 1, 2, \dots, K$ **do**
 Efetua o PIC, Equação (5-7)
 $Q(\cdot)$ Estima os símbolos, Equação (5-6)
 Armazena a estimativa de $(\hat{\mathbf{s}}^{(k)})$
 D $(\hat{\mathbf{s}}^{(k)})$ (Métrica MD_k)
 (Compara a métrica armazenada com a métrica presente)
 if MD_k > MD_{k-1} **then**
 Interrompe o processo e fornece a estimativa $\hat{\mathbf{s}}^{(f)} = \hat{\mathbf{s}}^{(k-1)}$
 end
 end
end
 Fornece a estimativa $\hat{\mathbf{s}}^{(f)} = \hat{\mathbf{s}}^{(K)}$.
FIM

Algoritmo 3: Algoritmo para tentar melhorar as estimativas no sistema GFDM usando a métrica MD e a estratégia (c) de parada e decisão. efetua o PIC

5.2

Detector ZF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa Gerada que Precede um Aumento na Métrica MD

Vale ressaltar que o detector ZF com PIC recursivo pode ser aplicado diretamente no sistema descrito na Subseção 5.1.3. É estudada esta configuração porque, como visto no Capítulo 3, mesmo sendo mais complexo na sua implementação. O detector ZF fornece a melhor primeira estimativa dentre os detectores estudados, assim é interessante observar o desempenho final do sistema quando o PIC recursivo é aplicado com a estratégia (c) de parada e decisão, que tem uma menor complexidade dentre as três propostas. O procedimento é o mesmo que o indicado pelo Algoritmo 3, com a primeira estimativa que alimenta o PIC obtida por meio do detector ZF.

5.3 Resultados de Simulações

Nesta seção é analisado o desempenho do sistema GFDM em termos da taxa de erro por símbolo de transmissão (SER), frente à relação sinal ruído $\left(\frac{E_s}{N_0}\right)$, onde para comparação são apresentadas curvas de despenho dos sistemas GFDM e CP-OFDM, todas obtidas através de simulação de acordo com os modelos apresentados no Capítulo 2.

O *Script* desenvolvido para obter os resultados do Capítulo 3 é modificado para acrescentar a capacidade de fornecer resultados de desempenho do sistema GFDM quando aplicado o PIC recursivo e a geração sequencial de estimativas dos símbolos GFDM $\left(\hat{\mathbf{s}}^{(k)}\right)$, além disso para acrescentar a implementação das três estratégias de parada e decisão propostas neste trabalho no *Script* do ambiente de simulação, ditas estratégias são apresentadas na Seção 5.1. Os modelos de canal e os parâmetros de simulação estipulados no Capítulo 3, resumidos nas tabelas 3.3, 3.4, 3.5 e 3.7, são utilizados para comparar os desempenhos dos sistemas nas mesmas condições de simulação.

As curvas a seguir ilustram o despenho final do sistema GFDM do modelo proposto quando aplicado o PIC recursivo para as diferentes estratégias propostas, de parada e decisão, comparado com o desempenho de um sistema CP-OFDM para diferentes tipos de canal fixo, usando modulação BPSK.

5.3.1 Resultados de Simulação Para Detectores ZF/MF e MF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa Gerada (EU)

Nesta subseção são apresentadas curvas de desempenho para comparação dos sistemas CP-OFDM e GFDM. São ilustradas as curvas para os canais com $L = 1$ (AWGN), 2, 4, 6 e 8 coeficientes, de acordo com as tabelas 3.3, 3.4, 3.5 e 3.7.

Para o canal AWGN é apresentado o desempenho SER do sistema GFDM quando usado o detector MF para obter a primeira estimativa $\left(\hat{\mathbf{s}}^{(0)}\right)$ como visto no Capítulo 3, Subseção 3.4.2, Figura 3.8. Lembrando que em essência esta estimativa é a mesma produzida pelo detector ZF|MF quando a matriz que representa os efeitos do canal é uma matriz identidade (\mathbf{I}), e assim $\mathbf{A} = \mathbf{B}$. O parâmetro K (quantidade de iterações) é estipulado como 9, no entanto a curva apresentada como desempenho final do sistema GFDM pode ser a correspondente a iteração $1 \leq k \leq 9$, onde o desempenho correspondente a k -ésima iteração do PIC, o apresentado nos gráficos, é praticamente o mesmo que o desempenho das k -ésimas seguintes até $K = 9$. São apresentadas como

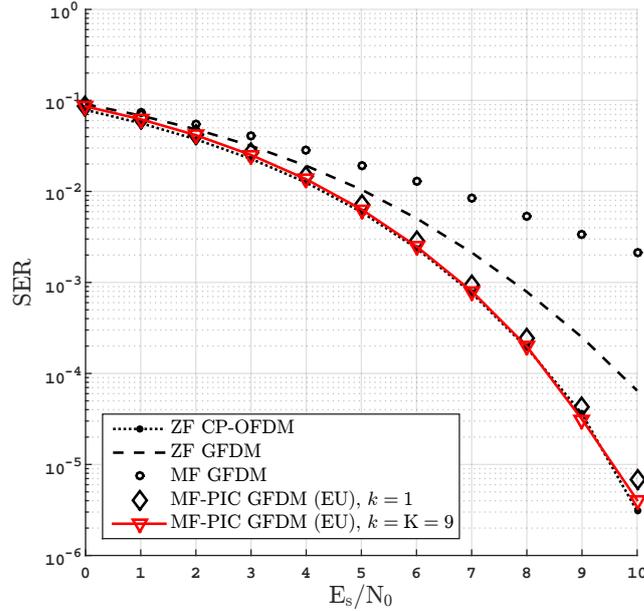


Figura 5.2: Desempenho SER para o detector MF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (Escolhe a última estimativa sempre) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN.

referência as curvas de desempenho da primeira estimativa do sistema GFDM ($\hat{\mathbf{s}}^{(0)}$) e todas as curvas apresentam seu correspondente *zoom* para permitir olhar detalhes dos desempenhos comparados.

Na Figura 5.2, é apresentado o desempenho final do sistema GFDM quando é usado o detector MF com PIC recursivo e a estratégia (a), escolhe sempre a última estimativa dentre as $K + 1 = 10$. Como discutido acima a curva de desempenho da estimativa correspondente à iteração $k = 9$ (curva de desempenho da última estimativa) é praticamente a mesma que a produzida já na iteração $k = 3$, este fato mostra que a estratégia (a) é claramente ineficiente porque implica numa complexidade computacional fixa que depende do parâmetro K , que geralmente é maior do que aquele que produz a estimativa que tem o melhor desempenho. Na figura, a curva sem linha com losangos como marcadores, ilustra uma notável melhora no desempenho já na primeira iteração do PIC e isso acontece para todos os experimentos. O desempenho da estimativa na primeira iteração do PIC já é melhor do que o desempenho do sistema GFDM com detector ZF. Por outra parte já na iteração $k = 3$, o sistema consegue quase o melhor desempenho possível quando operando num canal AWGN e usando a estratégia (a). Este desempenho é muito próximo do desempenho do sistema CP-OFDM operando no mesmo canal, tendo complexidades similares na geração dos sinais e a mesma eficiência espectral

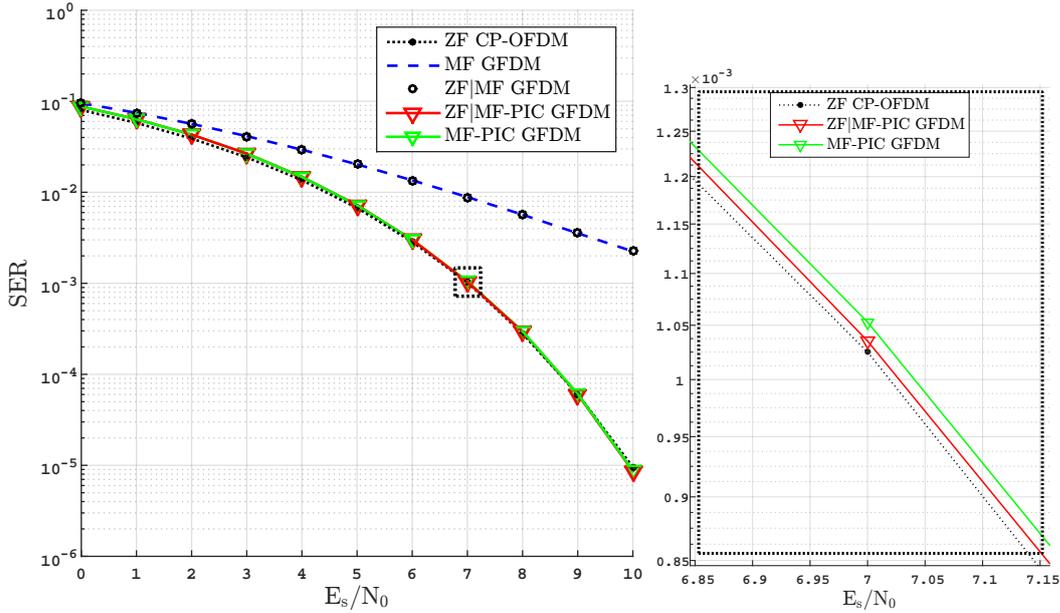


Figura 5.3: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$ coeficientes. Direita, aproximação das curvas.

para os dois sistemas.

Na Figura 5.3, são apresentados os desempenhos para a iteração $k = K = 9$ do sistema GFDM quando utilizados os detectores ZF|MF-PIC e MF-PIC aplicados à matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ quando o parâmetro $L = 2$. O comportamento é similar ao observado na Figura 5.2, mas é possível ver uma pequena vantagem no desempenho do detector ZF|MF-PIC, que resulta ser um pouco mais complexo do que o MF-PIC já que como visto no Capítulo 3, o ZF|MF precisa da inversão da matriz do canal. O sistema GFDM tem uma eficiência espectral 21% superior que o sistema CP-OFDM.

A Figura 5.4, ilustra o desempenho SER do sistema GFDM para os detectores, ZF|MF-PIC e MF-PIC, aqui o melhor desempenho obtido (o mais próximo do desempenho do CP-OFDM) é o desempenho obtido por meio do sistema de detecção MF-PIC que tem a menor complexidade. Neste caso é importante lembrar que o sistema GFDM já é superior em termos de eficiência espectral sobre CP-OFDM por um valor de 41%. No caso da Figura 5.5, o comportamento é similar, mas existe um maior ganho na eficiência espectral a favor do GFDM, 60%.

Os resultados de simulação apresentados na Figura 5.6, são interessantes porque, em primeiro lugar, confirmam que o detector MF-PIC (o menos complexo), oferece um melhor desempenho SER do que o ZF|MF-PIC quando

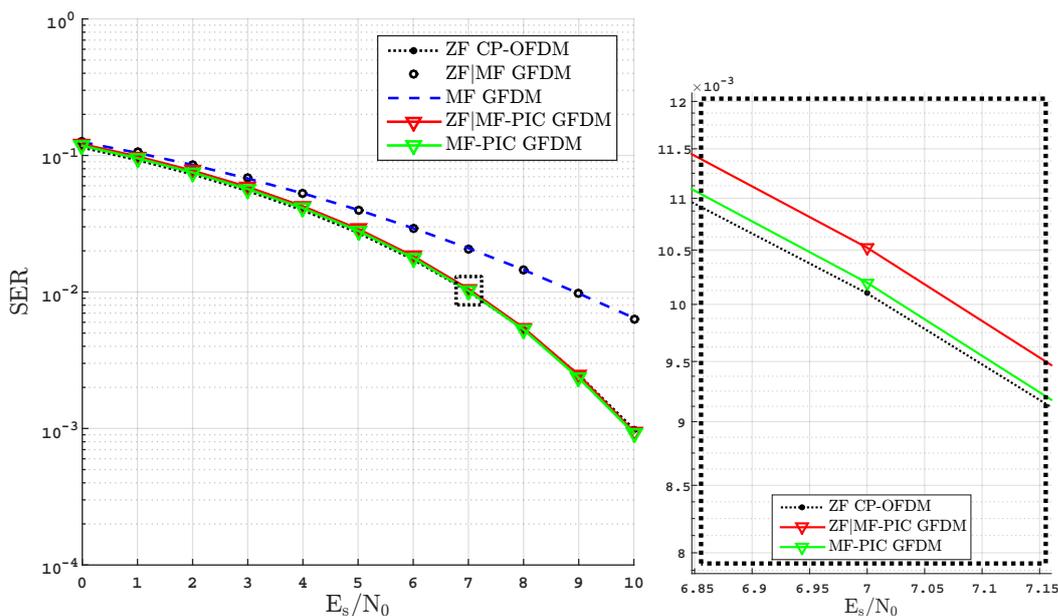


Figura 5.4: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$ coeficientes. Direita, aproximação das curvas.

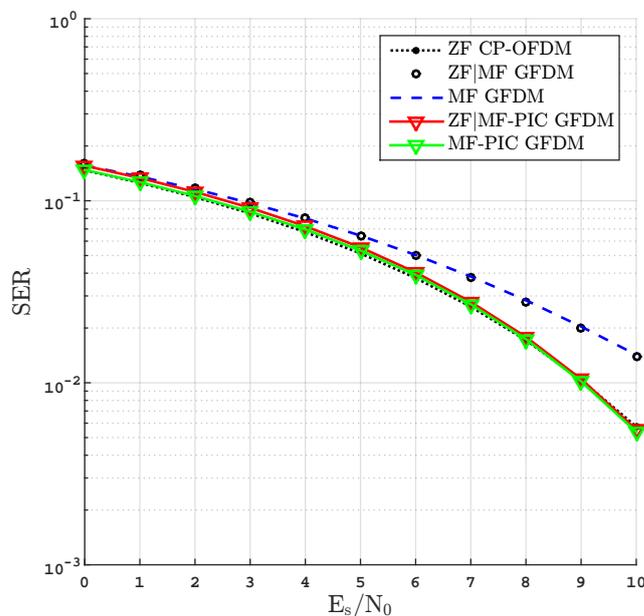


Figura 5.5: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$ coeficientes.

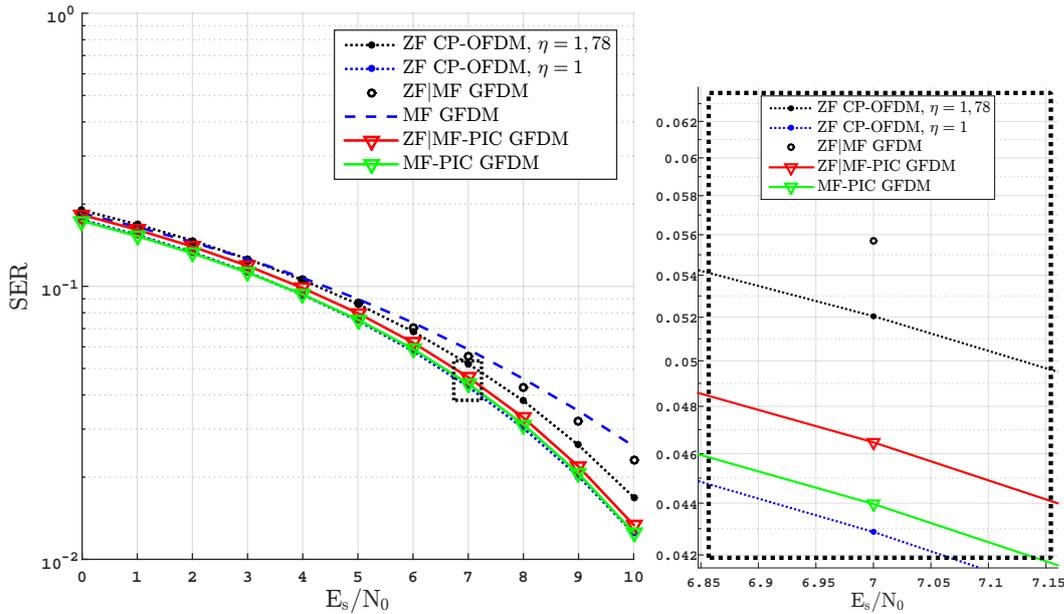


Figura 5.6: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (a) (EU) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM (FFTs de 8 e 64 pontos). Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$ coeficientes. Direita, aproximação das curvas.

o tamanho do canal é aumentado com o correspondente aumento da faixa de guarda do tipo CP. É importante ressaltar que para complexidades similares na geração dos sinais os desempenhos dos dois detectores para o sistema GFDM são superiores que o desempenho do detector ZF para CP-OFDM. Estes desempenhos são comparáveis ao desempenho do sistema CP-OFDM, mas com complexidade maior na geração dos sinais (FFTs de 64 pontos versus FFTs de 8 pontos).

5.3.2

Resultados de Simulação Para Detectores ZF/MF e MF com PIC Recursivo e Escolha da Estimativa com Menor Métrica MD (EM)

Nesta subseção são apresentadas curvas que ilustram o desempenho final do sistema GFDM do modelo proposto quando aplicado o PIC recursivo, neste caso específico é aplicada a estratégia (b) de parada e decisão. Similar à estratégia (a), K iterações do PIC são realizadas e as $K + 1$ estimativas são armazenadas em memória, depois é escolhida a que tem a menor métrica MD proposta em 5.1, estes resultados de simulação são comparados com o desempenho do sistema CP-OFDM para diferentes tipos de canal fixo usando modulação BPSK, obtido também por meio de simulação. Ao mesmo tempo

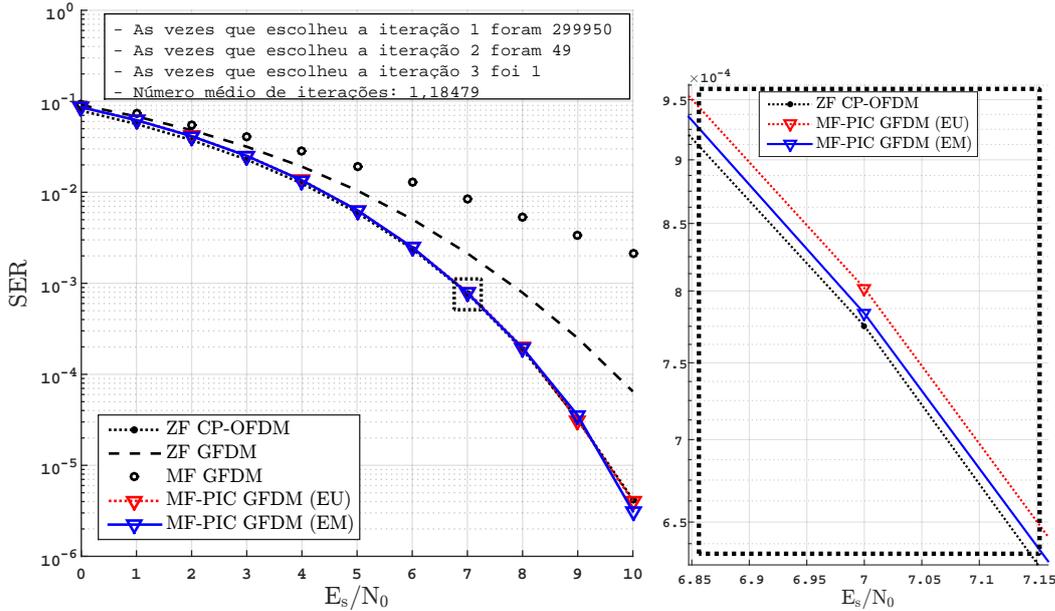


Figura 5.7: Desempenho SER para o detector MF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (Escolhe a melhor estimativa MD dentre as $K + 1$ geradas) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN. Direita, aproximação das curvas.

nos gráficos a seguir é feita uma comparação entre as estratégias (a) e (b), usando os resultados apresentados na Subseção 5.3.1.

Nas figuras 5.7. e 5.8, analogamente às figuras 5.2. e 5.3, para os canais AWGN e $L = 2$, o detector ZF|MF-PIC tem melhor desempenho e como esperado a estratégia (b), mostra-se superior que a estratégia (a). Nestes gráficos são apresentados quadros de texto com os resultados numéricos da contagem das escolhas de iterações e o valor médio do k ($1 \leq k \leq K$) que é escolhido pelo algoritmo, o que dá uma estimativa do número de iterações que seriam necessárias para obter estes desempenhos caso se tivesse o conhecimento a priori da melhor iteração. É interessante notar que a média nos três experimentos fica próxima de 1,2 o que implica que a maior parte da informação relevante se concentra na estimativa correspondente à primeira iteração do PIC. Para o canal com $L = 2$ coeficientes, o sistema GFDM tem uma eficiência espectral 21% superior.

Na Figura 5.9, o detector MF-PIC supera o desempenho do ZF|MF-PIC para a estratégia (b), similar à Figura 5.4. Os desempenhos correspondentes ao detector MF-PIC, para as estratégias (a) e (b), foram muito similares entre si. O sistema GFDM tem uma eficiência espectral 41% superior.

Na Figura 5.10, o comportamento dos desempenhos é o esperado, observa-se que a estratégia (b) obtém uma vantagem no desempenho para

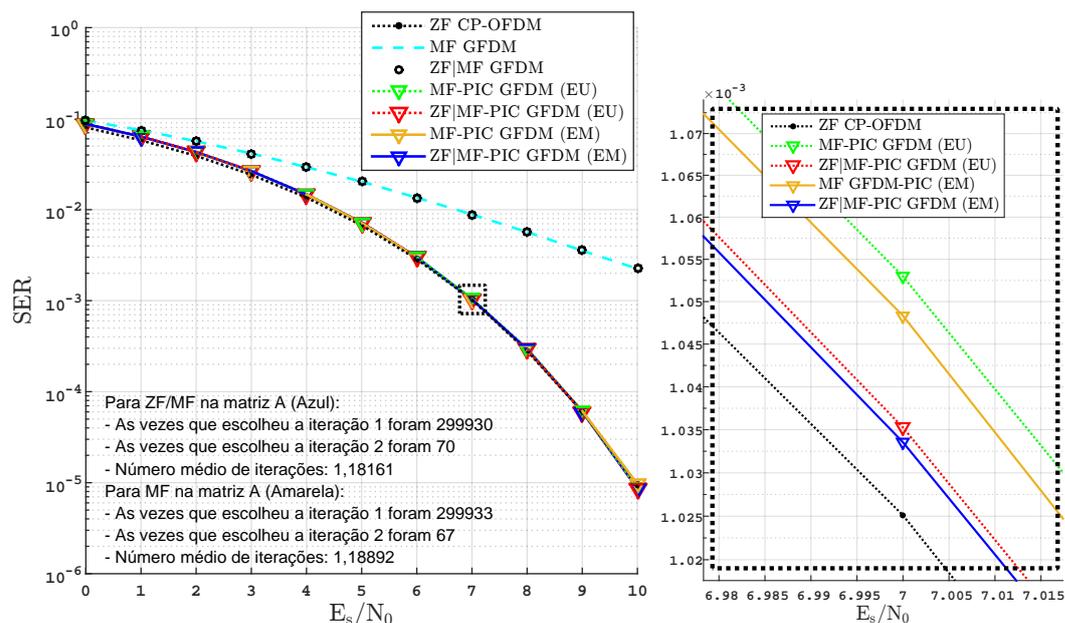


Figura 5.8: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$. Direita, aproximação das curvas.

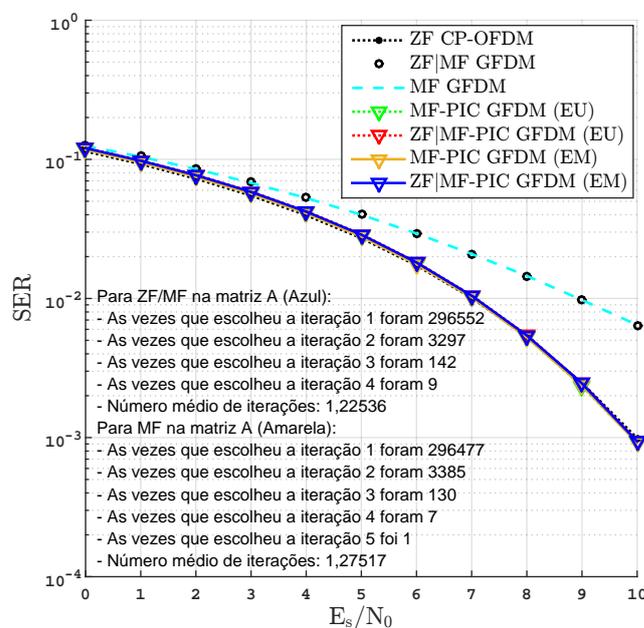


Figura 5.9: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$. Direita, aproximação das curvas.

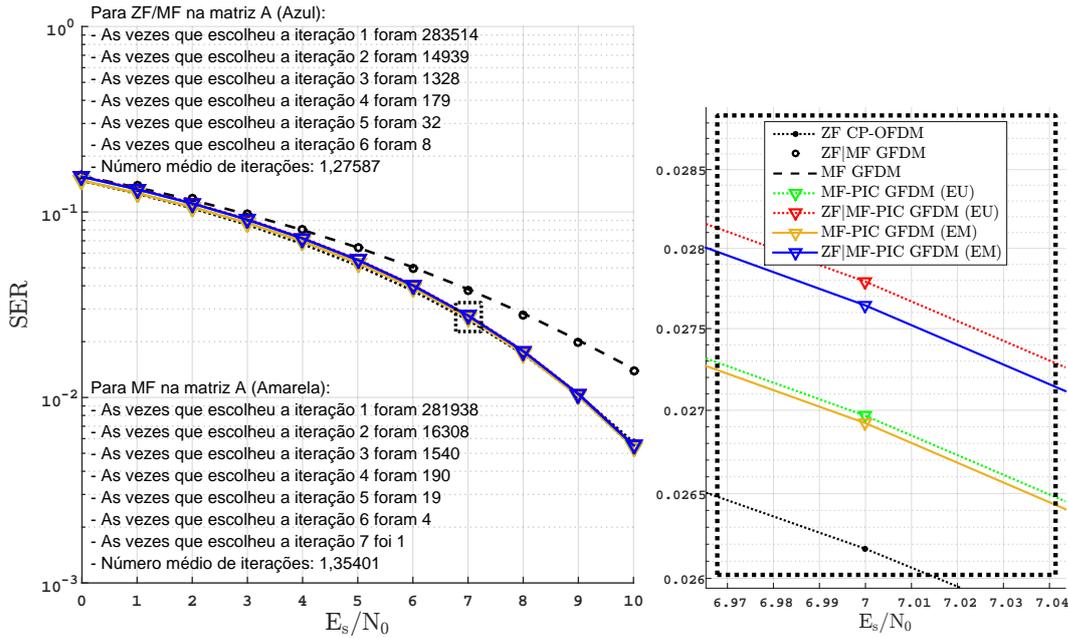


Figura 5.10: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1, 6$. Transmissão de $19, 2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$. Direita, aproximação das curvas.

os dois tipos de detectores. Novamente aquele que apresenta melhor o desempenho quando aumenta o retardo do canal é o MF-PIC. O ganho de eficiência espectral é 60% em favor do GFDM.

Para o caso do canal $L = 8$, Figura 5.11, os desempenhos do sistema GFDM para os dois detectores estudados superam o desempenho do CP-OFDM quando a complexidade na geração dos sinais é similar para os dois sistemas (FFTs de 8 pontos). Além disso conservando FFTs de 8 pontos para o GFDM e de 64 pontos para o CP-OFDM, o desempenho final do sistema GFDM é próximo do desempenho do CP-OFDM, para este caso específico de retardo do canal. Por outro lado o detector que tem melhor desempenho SER para o sistema GFDM é novamente o MF-PIC, mas agora é notório um aumento na média da contagem das escolhas de iterações que indica que este detector estaria precisando de mais iterações para chegar no seu melhor desempenho final. O sistema GFDM supera ao sistema CP-OFDM em termos de eficiência espectral com um ganho de 78%.

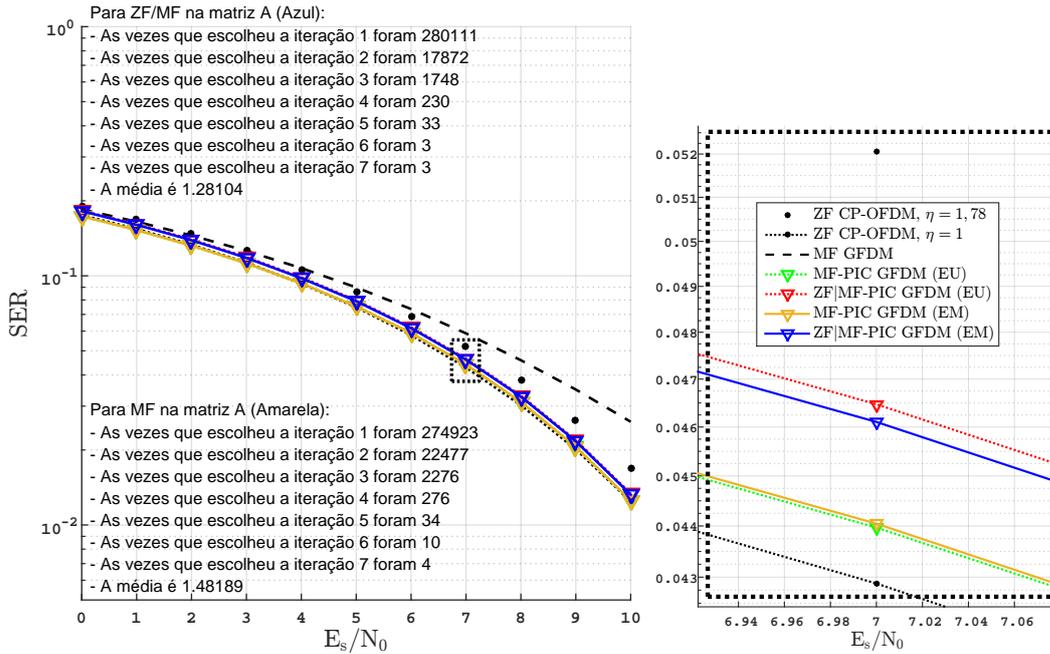


Figura 5.11: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{H}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (b) (EM) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,78$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$. Direita, aproximação das curvas.

5.3.3

Resultados de Simulação Para Detectores ZF/MF e MF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa que Precede Um Aumento na Métrica MD (MD-p)

Nesta subseção são apresentadas curvas que ilustram o desempenho final do sistema GFDM do modelo proposto quando aplicado o PIC recursivo, caso seja aplicada a estratégia (c) de parada e decisão. Diferentemente que nas estratégias (a) e (b), onde K iterações são realizadas e $K + 1$ estimativas são armazenadas em memória, na estratégia (c) são realizadas um número $1 \leq k \leq K$ iterações e são armazenadas em memória as iterações k e $k - 1$, depois é escolhida a iteração e a correspondente estimativa $\hat{\mathbf{s}}^{(k)}$ que tem a melhor métrica MD dentre as duas últimas armazenadas. Ou seja, que além de ter uma complexidade computacional geralmente menor do que as outras duas estratégias, precisa de menos memória para fazer uma decisão. Estes resultados de simulação são comparados com o desempenho de um sistema CP-OFDM para diferentes tipos de canal fixo usando modulação BPSK, obtido também por meio de simulação. Ao mesmo tempo nos gráficos a seguir é feita uma comparação entre as estratégias (b) e (c), usando os resultados apresentados na Subseção 5.3.2.

Na Figura 5.12, são apresentadas curvas de desempenho do detector

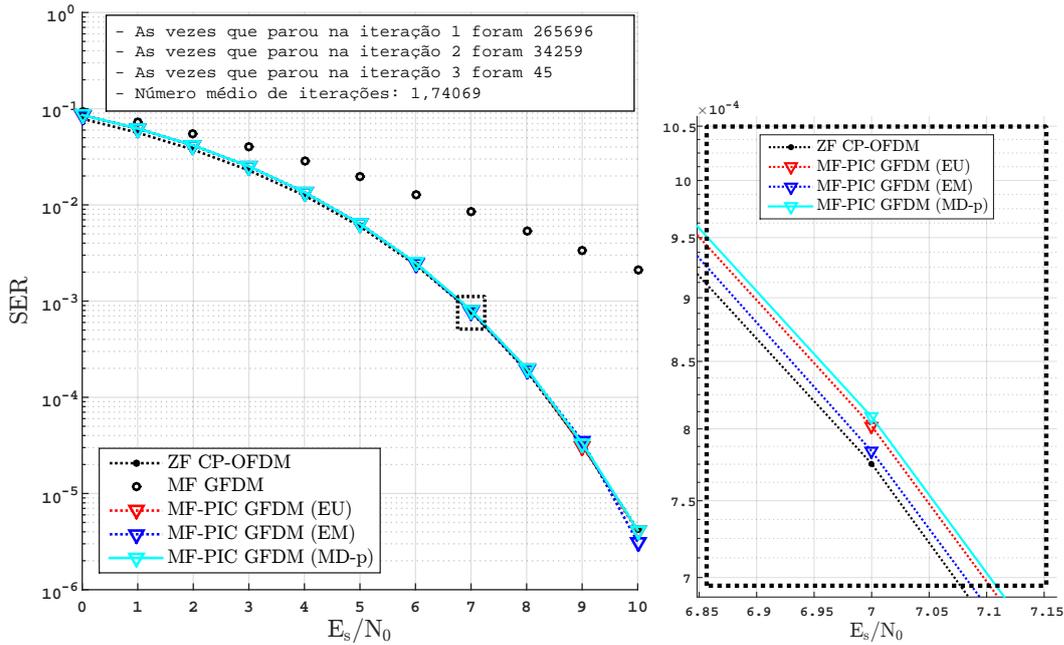


Figura 5.12: Desempenho SER para o detector MF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{I}\mathbf{B}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (Escolhe a melhor estimativa MD até a realização seguinte piorar) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN. Direita, aproximação das curvas.

MF-PIC para o sistema GFDM aplicando as três estratégias de parada e decisão quando operando num canal AWGN. Como esperado a que tem o melhor desempenho é a estratégia (b), que é também a mais complexa, seguida da estratégia (a), a segunda mais complexa, e finalmente, a estratégia (c), geralmente a que tem menor complexidade. Observa-se que os desempenhos das estratégias (a) e (c) são praticamente iguais e ligeiramente inferiores ao desempenho obtido por meio da estratégia (b). As três estratégias possuem desempenho SER muito próximo ao do sistema CP-OFDM. Lembrando que a complexidade para a geração dos sinais é similar e a eficiência espectral é a mesma para os dois sistemas.

Para o caso do canal com $L = 2$ coeficientes, Figura 5.13, observa-se que o detector MF-PIC (o menos complexo dos detectores estudados) consegue chegar num desempenho similar ao do sistema CP-OFDM, precisando ir, no máximo, até a iteração $k = 4$, mas segundo o quadro de texto dos resultados numéricos e o número médio de iterações apresentado, a maior parte da informação provém das duas primeiras iterações e suas correspondentes estimativas.

Nas figuras 5.14 e 5.15, são observados comportamentos similares aos observados na Figuras 5.13. cabe ressaltar que novamente os melhores resul-

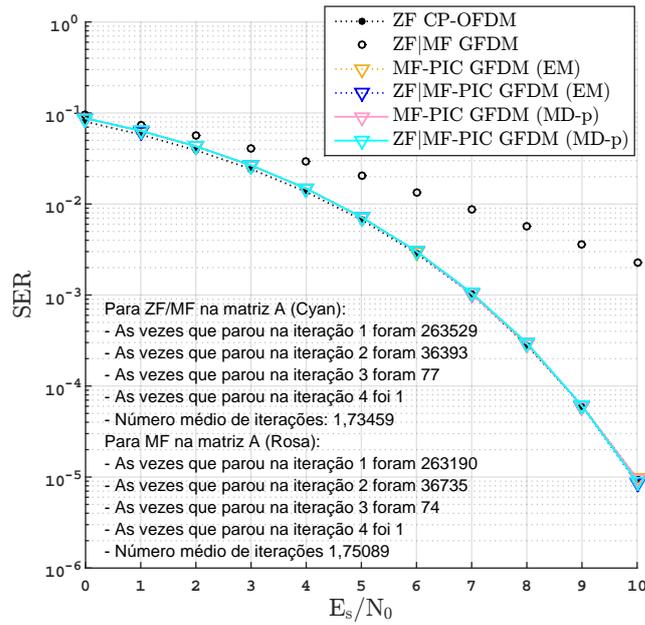


Figura 5.13: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$.

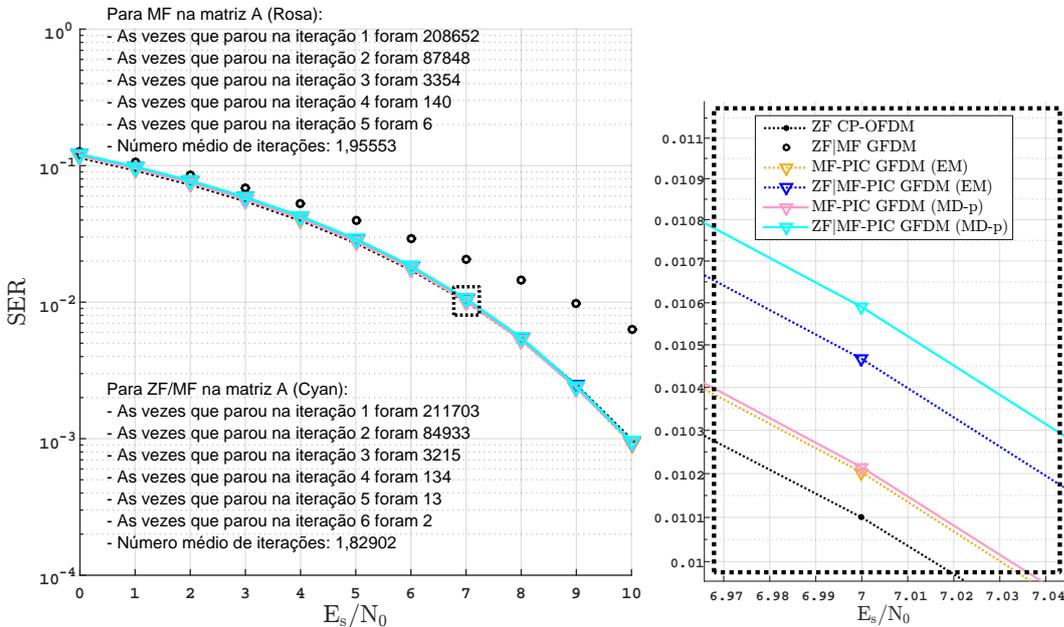


Figura 5.14: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$. Direita, aproximação das curvas.

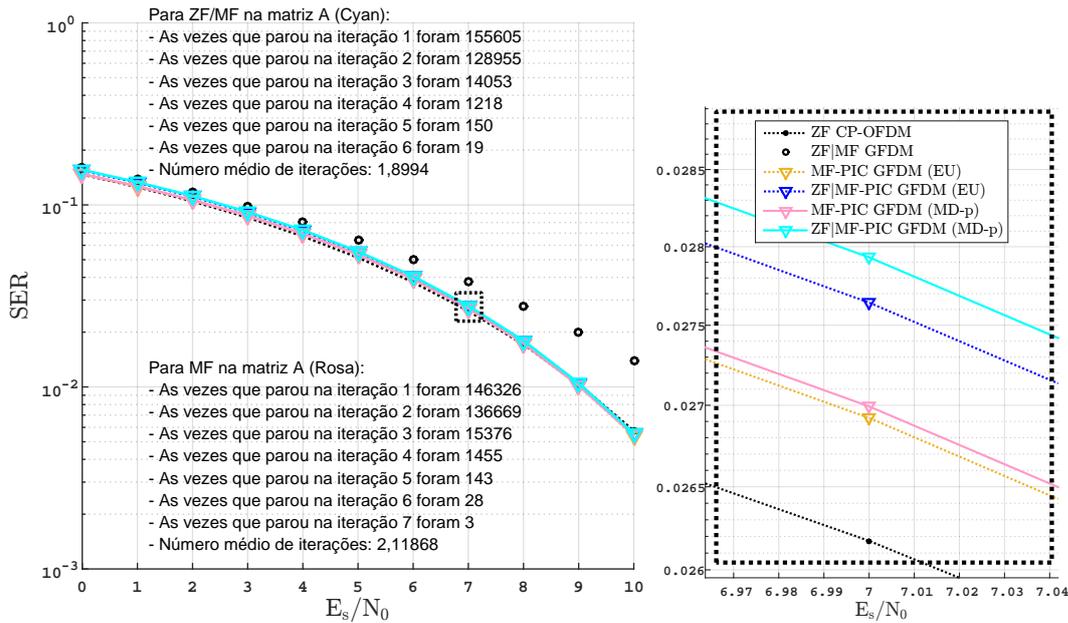


Figura 5.15: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$. Direita, aproximação das curvas.

tados de desempenho são obtidos pelo detector MF-PIC. Por outro lado os desempenhos para a estratégia (c) (a menos complexa computacionalmente) são comparáveis aos desempenhos da estratégia (b) (a mais complexa).

O comportamento dos desempenhos para o caso da Figura 5.16 é similar ao acontecido na Figura 5.11. As quatro curvas de desempenho do GFDM superam o desempenho de CP-OFDM quando os dois sistemas operam no canal $L = 8$ e têm complexidade similar na geração dos sinais (FFTs de 8 pontos). Os detectores ZF|MF-PIC e MF-PIC têm desempenhos similares para as duas estratégias estudadas. É importante ressaltar que o detector MF-PIC demonstra melhor desempenho para as duas estratégias, além disso para a estratégia (c) a curva de desempenho SER fica muito próxima do desempenho obtido com a estratégia (b) e do desempenho obtido com o detector ZF para CP-OFDM, mas usando FFTs de 64 pontos no caso do sistema CP-OFDM versus FFTs de 8 pontos para o sistema GFDM.

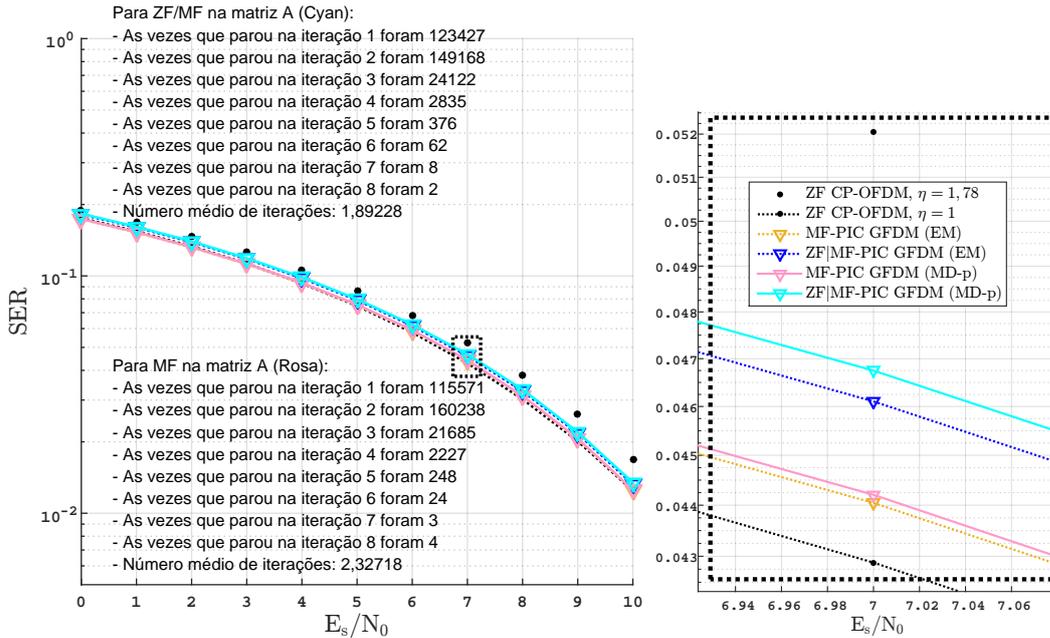


Figura 5.16: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,78$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$. Direita, aproximação das curvas.

5.3.4 Resultados de Simulação Para Detector ZF com PIC Recursivo e Escolha da Última Estimativa Gerada que Precede um Aumento na Métrica MD (MD-p)

Nesta subsecção são apresentadas curvas que ilustram o desempenho final do sistema GFDM do modelo proposto quando aplicado o PIC recursivo a uma estimativa obtida por meio de detecção ZF na matriz \mathbf{A} , caso seja aplicada a estratégia (c) de parada e decisão, onde são realizadas um número $1 \leq k \leq K$ de iterações e são armazenadas em memória as estimativas correspondentes às iterações k e $k - 1$, depois é escolhida a estimativa correspondente à iteração que tem a melhor métrica MD dentre as duas últimas armazenadas. Estes resultados de simulação são comparados com o desempenho de um sistema CP-OFDM para diferentes tipos de canal fixo usando modulação BPSK, obtido também por meio de simulação. Ao mesmo tempo nas gráficas a seguir é feita uma comparação entre o desempenho da estratégia (c) para as estimativas ZF, ZF|MF e MF, utilizando os resultados apresentados na Subsecção 5.3.3.

Na Figura 5.17, é ilustrado o desempenho do detector ZF-PIC para o sistema GFDM no canal AWGN. Neste caso resulta ser superior do que o desempenho do detector MF-PIC e demonstra precisar de menos iterações na média para chegar no desempenho apresentado, mas na prática os dois

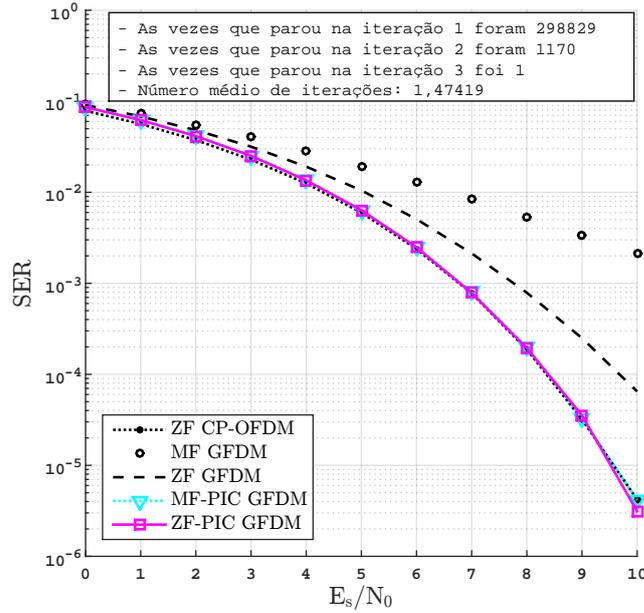


Figura 5.17: Desempenho SER para o detector ZF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{IB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (Escolhe a melhor estimativa MD até a realização seguinte piorar) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal AWGN.

detectores necessitariam no mínimo de um número $k = 3$ iterações estipuladas para apresentar seus desempenhos correspondentes. Assim o ZF-PIC tem maior complexidade devida ao fato de usar detecção ZF na primeira estimativa dos símbolos GFDM. Os desempenhos finais dos dois detectores analisados são comparáveis com o desempenho do sistema CP-OFDM operando no mesmo canal.

Na Figura 5.18, o comportamento dos desempenhos muda, os papéis se invertem, e o desempenho é melhor para o MF-PIC quando o retardo do canal aumenta. De novo os dois desempenhos finais do GFDM são comparáveis ao do sistema CP-OFDM, mas o sistema GFDM tem melhor eficiência espectral ($\eta = 1, 21$).

Nas figuras 5.19. e 5.20, com o aumento do retardo do canal o MF-PIC demonstra um desempenho superior do que o desempenho do ZF-PIC. O comportamento se mantém para o canal $L = 8$ na Figura 5.21, onde o MF-PIC é de novo o detector que tem melhor desempenho. Lembrando que os dois, ZF-PIC e MF-PIC, superam em desempenho ao CP-OFDM que tem complexidade similar na geração dos sinais quando comparado com GFDM e são de desempenho comparável a um outro sistema CP-OFDM mais complexo na geração, especificamente aquele que utiliza FFTs de 64 pontos.

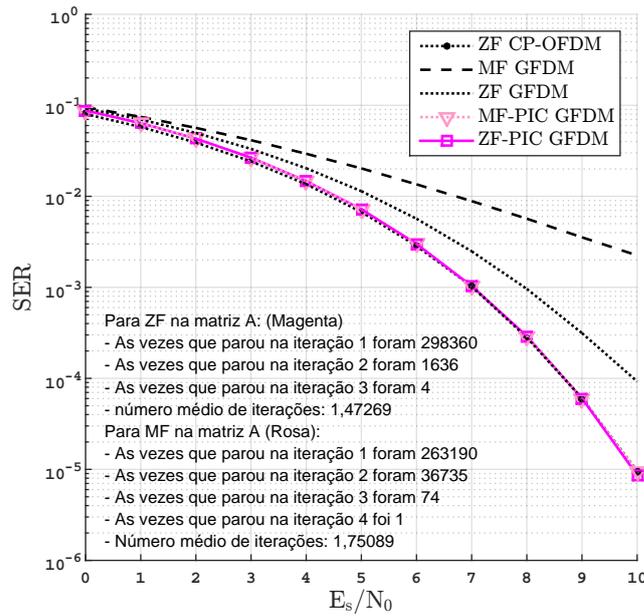


Figura 5.18: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1, 21$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 2$.

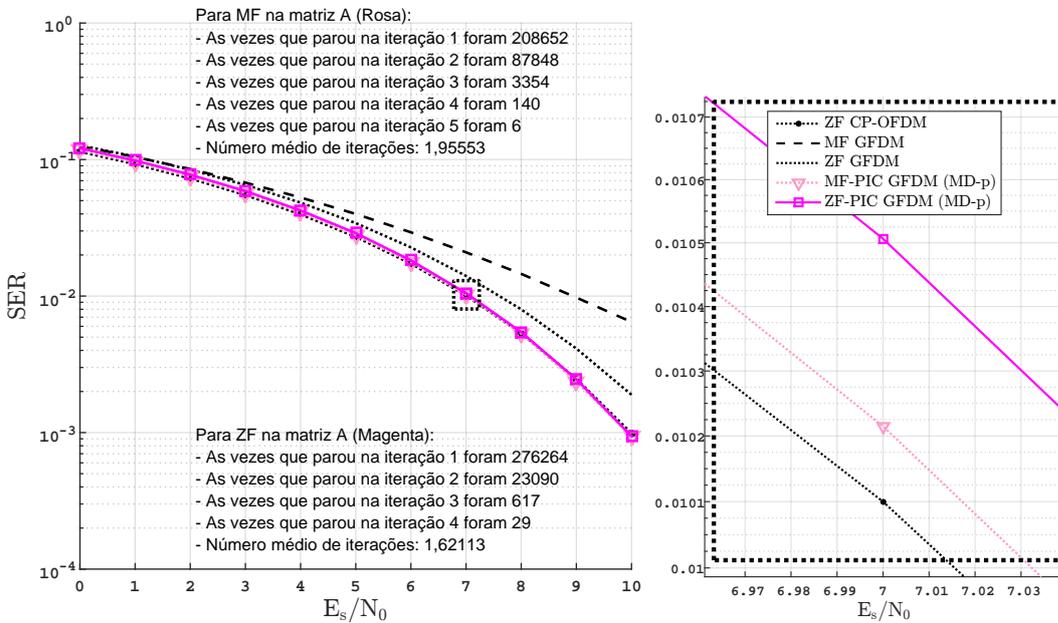


Figura 5.19: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1, 41$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 4$. Direita, aproximação das curvas.

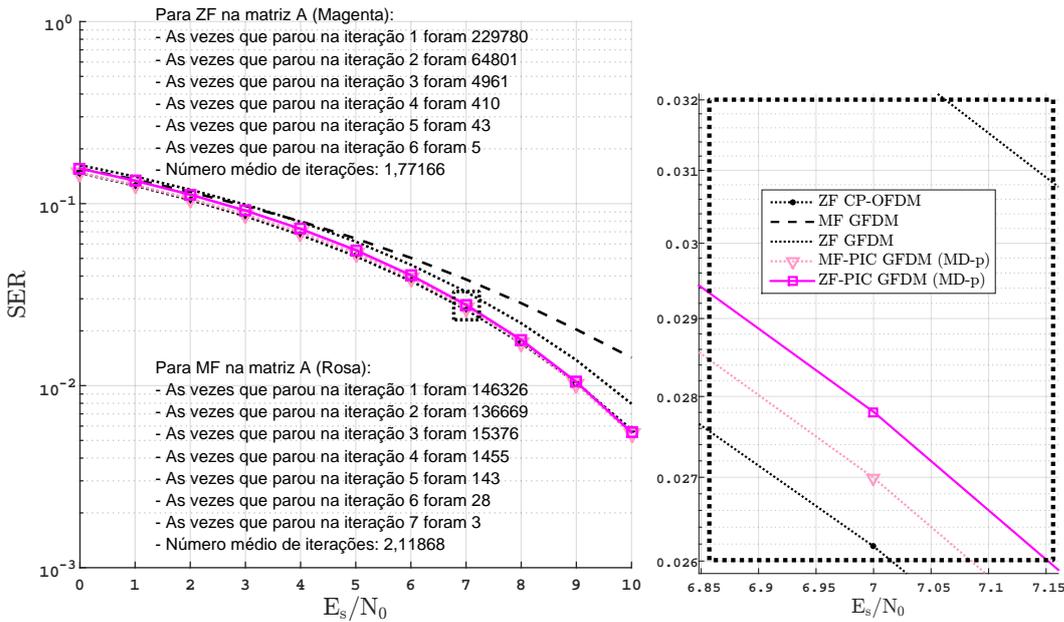


Figura 5.20: Desempenho SER para os detectores MF-PIC e ZF|MF-PIC aplicados na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,6$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 6$. Direita, aproximação das curvas.

PUC-Rio - Certificação Digital N° 1513115/CA

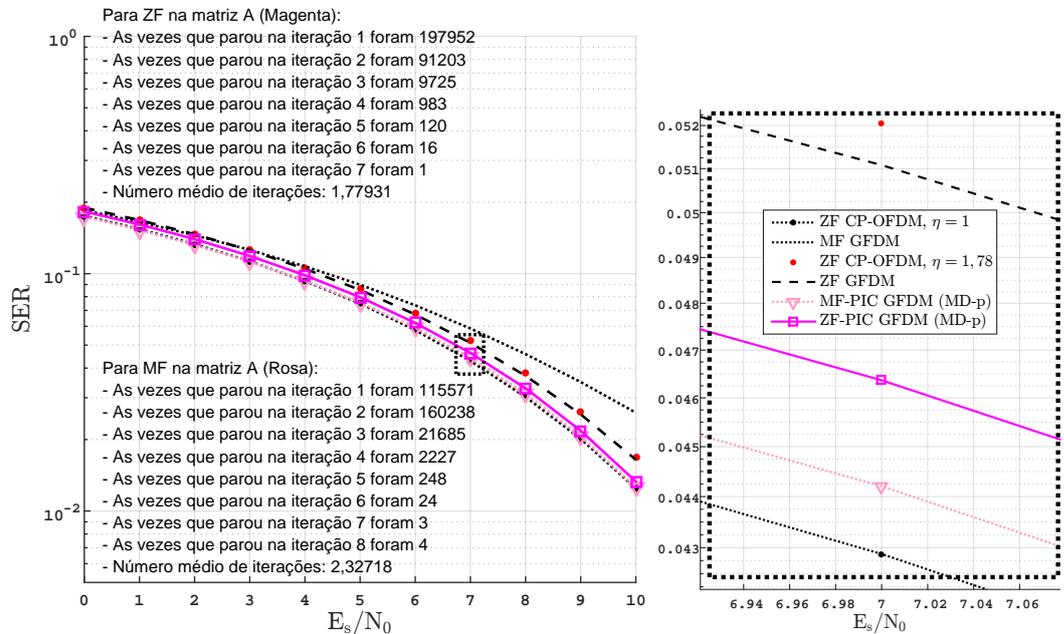


Figura 5.21: Desempenho SER para o detector ZF-PIC aplicado na matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$ no sistema GFDM para os parâmetros $M_G = N_G = 8$, $C = 7$. Estratégia (c) (MD-p) para $K = 9$. Transmissão de vetores de 8 e 64 símbolos para o sistema CP-OFDM, $\eta = 1,78$. Transmissão de $19,2 \times 10^6$ símbolos, canal com $L = 8$. Direita, aproximação das curvas.

6

Conclusões e Trabalhos Futuros

Neste trabalho de dissertação de mestrado foram discutidas algumas técnicas de detecção passíveis de aplicação no sistema GFDM. O modelo matricial para os sinais transmitidos no sistema GFDM, apresentado no Capítulo 2, permitiu o estudo do desempenho de diferentes detetores. Para comparação os resultados de todos os experimentos incluíram também curvas de desempenho de um sistema CP-OFDM operando no mesmo ambiente de simulação, estes resultados são apresentados no Capítulo 3. Além disso foram analisados os desempenhos de alguns métodos para o cancelamento da interferência entre símbolos, ISI, devida as características de non-ortogonalidade entre as subportadoras do sistema GFDM e refletidas na matriz de transmissão, aqui denotada pela matriz \mathbf{B} . Especificamente, foi feito um estudo comparativo do desempenho do cancelador paralelo de interferências, PIC, aplicado recursivamente na primeira estimativa GFDM obtida por meio de diferentes detetores, detector com filtro casado (MF) aplicado à matriz $\mathbf{A} = \mathbf{HB}$, sendo \mathbf{H} a matriz de canal, detector com equalizador *Zero Forcing* (ZF) aplicado em \mathbf{A} , e detector misto que opera com filtro casado na matriz \mathbf{B} , depois de ter sido efetuada uma equalização ZF na matriz do canal, \mathbf{H} .

O trabalho realizado se configura num estudo preliminar das características do sistema GFDM, especificamente, no âmbito da detecção de sinais com avaliação de desempenho realizada em canais do tipo AWGN e canais fixos e invariantes no tempo, com resposta do tipo decaimento exponencial. Avaliações comparativas de desempenho para outros modelos de canal, como por exemplo canais aleatórios com desvanecimento de *Rayleigh* [22] [23] [11], invariantes e variantes no tempo, são recomendadas para trabalhos futuros sobre o sistema GFDM. Este trabalho incluiu o desenvolvimento de um ambiente de simulação na linguagem .m, flexível para utilização com diferentes configurações do sistema GFDM envolvendo o número de subportadoras e símbolos transmitidos por subportadora nos *slots* de tempo, entre outros parâmetros. Neste trabalho os resultados obtidos considera igual número de subportadoras e *slots* de tempo, no pacote de dados do sistema GFDM, o que resulta numa matriz quadrada na transmissão (\mathbf{B}) e um matriz igualmente quadrada na recepção (\mathbf{A}). No entanto o ambiente de simulação desenvolvido está preparado para simulações com valores arbitrários destes parâmetros, podendo ser usado, portanto, em estudos futuros para a análise do desempenho de outras configurações do sistema GFDM, explorando, assim a flexibilidade intrínseca

que este sistema de comunicações possui. Uma análise detalhada da complexidade computacional dos métodos e estratégias de detecção apresentados é recomendada para avaliar mais profundamente o sistema GFDM para futuras implementações práticas.

Referências Bibliográficas

- [1] Alves B.M., Mendes L.L., Guimaraes D.A., & Gaspar I.S., *Performance of GFDM over Frequency-Selective Channels – Invited Paper*, in , Novembro 2013.
- [2] Michailow N., Matthé M., Gaspar I.S., Caldevilla A.N., Mendes L.L., Festag A., & Fettweis G., *Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks*, in IEEE Transactions on Communications, vol. 62, no. 9, (2014), pp. 3045–3061, ISSN 0090-6778, doi:10.1109/TCOMM.2014.2345566, Setembro 2014.
- [3] Farhang A., Marchetti N., Figueiredo F., & Miranda J.P., *Massive MIMO and Waveform Design for 5th Generation Wireless Wommunication Systems*, in , pp. 70–75, doi:10.4108/icst.5gu.2014.258195, Novembro 2014.
- [4] Chen S. & Zhao J., *The Requirements, Challenges, and Technologies for 5G of Terrestrial Mobile Telecommunication*, in IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 5, (2014), pp. 36–43, ISSN 0163-6804, doi:10.1109/MCOM.2014.6815891, Maio 2014.
- [5] Akyildiz I.F., Melodia T., & Chowdury K.R., *Wireless Multimedia Sensor Networks: A survey*, in IEEE Wireless Communications, vol. 14, no. 6, (2007), pp. 32–39, ISSN 1536-1284, doi:10.1109/MWC.2007.4407225, Dezembro 2007.
- [6] Banelli P., Buzzi S., Colavolpe G., Modenini A., Rusek F., & Ugolini A., *Modulation Formats and Waveforms for 5G Networks: Who Will Be the Heir of OFDM?: An Overview of Alternative Modulation Schemes for Improved Spectral Efficiency*, in IEEE Signal Processing Magazine, vol. 31, no. 6, (2014), pp. 80–93, ISSN 1053-5888, doi:10.1109/MSP.2014.2337391, Novembro 2014.
- [7] Wunder G., Jung P., Kasparick M., Wild T., Schaich F., Chen Y., Brink S.T., Gaspar I., Michailow N., Festag A., Mendes L., Cassiau N., Ktenas D., Dryjanski M., Pietrzyk S., Eged B., Vago P., & Wiedmann F., *5GNOW: Non-Orthogonal, Asynchronous Waveforms for Future Mobile Applications*, in IEEE Communications Magazine, vol. 52, no. 2, (2014), pp. 97–105, ISSN 0163-6804, doi:10.1109/MCOM.2014.6736749, Fevereiro 2014.

- [8] Ayadi R., Siala M., & Kammoun I., *Transmit/Receive Pulse-Shaping Design in BFDM Systems Over Time-Frequency Dispersive AWGN Channel*, in , pp. 772–775, doi:10.1109/ICSPC.2007.4728433, Novembro 2007.
- [9] Jiang T., Ni C., Ye C., Wu Y., & Luo K., *A novel multi-block tone reservation scheme for papr reduction in oqam-ofdm systems*, in IEEE Transactions on Broadcasting, vol. 61, no. 4, (2015), pp. 717–722, ISSN 0018-9316, doi:10.1109/TBC.2015.2465146, Dezembro 2015.
- [10] Guerra D.W.M., Fukuda R.M., Kobayashi R.T., & Abrão T., *Linear Detection Analysis in MIMO-OFDM With Spatial Correlation*, in , pp. 1–8, doi:10.1109/INDUSCON.2016.7874563, Novembro 2016.
- [11] Matthé M., Mendes L.L., Michailow N., Zhang D., & Fettweis G., *Widely Linear Estimation for Space-Time-Coded GFDM in Low-Latency Applications*, in IEEE Transactions on Communications, vol. 63, no. 11, (2015), pp. 4501–4509, ISSN 0090-6778, doi:10.1109/TCOMM.2015.2468228, Novembro 2015.
- [12] Datta J., Lin H.P., & Lin D.B., *A Method to Implement Interference Avoidance Based MIMO-GFDM Using Spatial Modulation*, in , pp. 572–577, ISSN 2162-1020, doi:10.1109/ATC.2015.7388394, Outubro 2015.
- [13] Farhang-Boroujeny B. & Moradi H., *Derivation of GFDM Based on OFDM Principles*, in , pp. 2680–2685, ISSN 1550-3607, doi: 10.1109/ICC.2015.7248730, Junho 2015.
- [14] Wild T., *A Rake-Finger Based Efficient Channel State Information Feedback Compression Scheme for the MIMO OFDM FDD Downlink*, in , pp. 1–5, ISSN 1550-2252, doi:10.1109/VETECS.2010.5493723, Maio 2010.
- [15] Martin K.W., *Small Side-Lobe Filter Design for Multitone Data-Communication Applications*, in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 45, no. 8, (1998), pp. 1155–1161, ISSN 1057-7130, doi:10.1109/82.718830, Agosto 1998.
- [16] Mirabbasi S. & Martin K., *Overlapped Complex-Modulated Transmultiplexer Filters With Simplified Design and Superior Stopbands*, in IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, vol. 50, no. 8, (2003), pp. 456–469, ISSN 1057-7130, doi: 10.1109/TCSII.2003.813592, Agosto 2003.
- [17] Blahut R.E., *Fast Algorithms for Signal Processing*, Cambridge University Press 2010, 2010.

- [18] Tiwari S., Das S.S., Kalyan, & Bandyopadhyay, *Precoded Generalised Frequency Division multiplexing System o Combat Inter-Carrier*, in , ISSN 1751-8628, doi:10.1049/iet-com.2015.0081, Maio 2015.
- [19] Farhang A., Marchetti N., & Doyle L., *Low complexity Transceiver Design for GFDM*, in , Janeiro 2015.
- [20] Michailow N., Gaspar I., Krone S., Lentmaier M., & Fettweis G., *Generalized Frequency Division Multiplexing: Analysis of an Alternative Multi-Carrier Technique for Next Generation Cellular Systems*, in , pp. 171–175, ISSN 2154-0217, doi:10.1109/ISWCS.2012.6328352, Agosto 2012.
- [21] Michailow N., Lentmaier M., Rost P., & Fettweis G., *Integration of a GFDM Secondary System in an OFDM Primary System*, in , pp. 1–8, Junho 2011.
- [22] Ozturk E., Basar E., & Cirpan H.A., *Generalized Frequency Division Multiplexing with Index Modulation*, in , pp. 1–6, doi: 10.1109/GLOCOMW.2016.7848916, Dezembro 2016.
- [23] Bandari S.K., Mani V.V., & Drosopoulos A., *OQAM Implementation of GFDM*, in , pp. 1–5, doi:10.1109/ICT.2016.7500463, Maio 2016.