

Sistema MIMO GFDM com Modulação de Índice

José Calpa Juajinoy, João Cal-Braz e Raimundo Sampaio-Neto

Resumo— Este artigo apresenta a modelagem e resultados de desempenho resultantes da conjunção do esquema MIMO com a Modulação por divisão de frequências generalizada (GFDM) e com técnicas de modulação de índice .

Palavras-Chave— OFDM, GFDM, sistemas MIMO, Modulação de índice, detecção .

Abstract— This paper presents the modeling and performance results resulting from the conjunction of the MIMO scheme with the Generalized Frequency Division Multiplexing (GFDM) and with Index Modulation techniques.

Keywords— OFDM, GFDM, MIMO Systems, Index modulation, detection.

I. INTRODUÇÃO

A próxima geração das comunicações, 5G, está chegando, e com ela melhores e novos serviços e novas aplicações. A União Internacional das telecomunicações (UIT) estabelece que a tecnologia 5G está rapidamente se convertendo num aspecto fundamental da vida das pessoas [1], transformando as cidades de hoje em cidades inteligentes. Para 2025 é previsto um total de 1.1 bilhões de redes implementadas, com incremento na taxa de dados de transmissão e redução dos valores de latência com valores menores ao 1 milissegundo, o que é adequado para serviços de importância e confiabilidade crítica como os serviços de saúde digital e veículos autônomos [2]. Os benefícios anteriormente mencionados apresentam desafios ou aspectos que precisam ser considerados, entre eles tem-se a escassez do espectro radioelétrico, recurso limitado que precisa ser bem distribuído e utilizado para garantir comunicações confiáveis, além da hostilidade das condições de transmissão que se devem ao desvanecimento gerado pelo meio ambiente e a interferência dos outros usuários. Neste sentido o uso das tecnologias com eficiência espectral e confiabilidade na transmissão é essencial.

A técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM) tem sido o esquema de transmissão multiportadora mais comum para satisfazer os requerimentos e desafios da quarta geração das telecomunicações (4G), e embora ainda esteja longe de alcançar o cumprimento dos requerimentos para 5G, é o esquema escolhido para ser utilizado nas redes da nova geração. Porém outros esquemas de transmissão multiportadora alternativos têm sido avaliados, um deles é Multiplexação por Divisão de Frequências Generalizada (GFDM) [3]. O esquema GFDM apresenta algumas vantagens com relação a OFDM como uma menor emissão fora da banda e uma maior eficiência espectral como resultado da redução do

intervalo de guarda, aspecto importante em aplicações como Internet Tátil e comunicações Veículo-para-Veículo (V2V) que requerem uma baixa latência é praticamente impossível de ser obtida com a utilização de OFDM [4]-[5]. Por outra parte, o uso de sistemas Multiple-Input, Multiple-Output (MIMO), pelos ganhos de diversidade e multiplexação fornecidos, é obrigatório para a camada física (PHY) para futuras redes sem fio. A implementação de MIMO em GFDM é simples mas os filtros de janelamento empregados no GFDM induzem interferência entre os subsímbolos do bloco, em adição à interferência entre antenas típica dos sistemas MIMO.

Uma solução para o aumento do gasto energético e da circuitaria associada ao grande número de cadeias de rádio frequência (RF) requeridas pelos sistemas MIMO é a utilização de modulação por índice (IM). As técnicas de IM exploram o estado de ativação de elementos presentes no sistema, como antenas, subportadoras ou slots de tempo. Esta técnica inovadora pode oferecer algumas vantagens importantes em termos de energia e eficiência espectral sem aumento sensível na complexidade computacional do sistema. A utilização das técnicas IM de maneira conjunta com a transmissão em blocos pode resultar em ganhos de desempenho do sistema [6],[8].

O objetivo deste artigo é realizar uma revisão do sistema MIMO-GFDM com modulação de índice (MIMO-GFDM-IM) e das técnicas de recepção existentes como é visto em [7] e [8], além de propor novas estratégias específicas para este tipo de sistema.

II. SISTEMA MIMO-GFDM-IM

A. Sistema GFDM

Embora seja um esquema de transmissão aplicado em um grande número de sistemas de comunicações sem fio, a técnica OFDM apresenta algumas desvantagens quanto a sua eficiência pela necessidade da utilização de um prefixo cíclico (CP) na transmissão de cada bloco OFDM (N símbolos de informação transmitidos por N subportadoras). Procurando minorar esta desvantagem, na técnica GFDM com prefixo cíclico (CP-GFDM) o prefixo é inserido a cada bloco de MN símbolos de informação que são transmitidos utilizando M slots de tempo e N subportadoras, como ilustrado na Figura 1. Diferentemente do sistema OFDM, o pulso formatador das subportadoras não é retangular, e sua escolha permite a modelagem da resposta em frequência das subportadoras.

Cada bloco de símbolos de dados no sistema CP-GFDM, representado pelo vetor $\mathbf{d}[m] = [d_0[m] \ d_1[m] \ d_2[m] \ \dots \ d_{N-1}[m]]^T$ com $m = 0, 1, 2, \dots, M - 1$, é processado para gerar um vetor coluna [3], [9], [10] de dimensão MN dado por:

$$\mathbf{s}[m] = \text{Diag}(\mathbf{p}_f) \tilde{\mathbf{I}}\mathcal{F}_N^H \mathbf{d}[m] = \mathbf{Z}\mathbf{d}[m], \quad (1)$$

José Calpa Juajinoy e Raimundo Sampaio-Neto, Centro de estudos em telecomunicações, Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro, Rio de Janeiro - RJ, E-mails: joselocalpa14@gmail.com, raimundos241@gmail.com e João Cal-Braz, Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia - INMETRO, E-mail: jabraz@inmetro.gov.br.

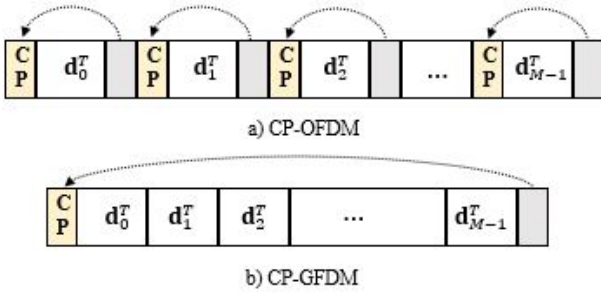


Fig. 1: Acima a) conformação de um pacote de dados CP-OFDM. Abaixo b) conformação de um pacote de dados CP-GFDM.

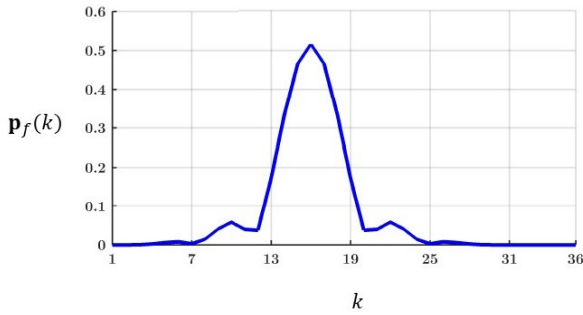


Fig. 2: Um exemplo de pulso formatador ($M = N = 6$), com k sendo o índice da amostra do pulso no tempo.

onde $\mathbf{Z} = \text{Diag}(\mathbf{p}_f) \tilde{\mathbf{I}} \mathcal{F}_N^H$, $\text{Diag}(\mathbf{p}_f)$ é uma matriz diagonal que contém na sua diagonal principal o vetor \mathbf{p}_f , $\tilde{\mathbf{I}}$ é uma matriz que empilha M matrizes identidade de dimensão $(N \times N)$, \mathcal{F}_N^H é a matriz que representa a transformada inversa de Fourier discreta (iDFT) de dimensão $(N \times N)$ e \mathbf{p}_f é o vetor, de dimensão $MN \times 1$, de coeficientes do pulso responsável por formatar as subportadoras. A Figura 2 ilustra um exemplo do pulso formatador ($M = N = 6$).

O vetor transmitido no sistema GFDM é obtido pela soma de versões circularmente deslocadas dos vetores $\mathbf{s}[m]$. O resultado pode ser matricialmente representado [3], [9], [10] na forma:

$$\mathbf{s} = [\mathbf{Z} \quad \text{Cir}_N \mathbf{Z} \quad \text{Cir}_{2N} \mathbf{Z} \dots \text{Cir}_{(M-1)N} \mathbf{Z}] \begin{pmatrix} \mathbf{d}[0] \\ \mathbf{d}[1] \\ \vdots \\ \mathbf{d}[M-1] \end{pmatrix}, \quad (2)$$

onde Cir_{mN} é a matriz que quando multiplica pela esquerda um vetor de comprimento MN , efetua nele um deslocamento circular de mN posições. Finalmente definindo-se $\mathbf{M} = [\mathbf{Z} \quad \text{Cir}_N \mathbf{Z} \quad \text{Cir}_{2N} \mathbf{Z} \dots \text{Cir}_{(M-1)N} \mathbf{Z}]$ de dimensão $(MN \times MN)$ e o bloco de MN símbolos de informação $\mathbf{d} = [\mathbf{d}[0] \quad \mathbf{d}[1] \dots \mathbf{d}[M-1]]^T$, tem-se:

$$\mathbf{s} = \mathbf{M} \mathbf{d}. \quad (3)$$

Após a adição do intervalo de guarda cíclico de comprimento G ao vetor \mathbf{s} , as componentes complexas do vetor resultante de comprimento $(MN + G)$ são transmitidas sequencialmente a uma taxa R_s empregando um pulso de transmissão $g(t)$.

Em (3) os símbolos contidos em \mathbf{d} pertencem à constelação complexa de sinais da modulação utilizada, são descorrelatados, de média nula e energia média E_s e, portanto, $\mathbb{E}[\mathbf{d} \mathbf{d}^H] = E_s \mathbf{I}_{MN}$.

Podem ser verificados que as colunas da matriz \mathbf{M} têm todas a mesma norma. Na expressão (3) essas colunas estão normalizadas para norma unitária e a energia média gasta na transmissão por uso de canal é então dada por:

$$\begin{aligned} \mathbb{E}[||\mathbf{s}||^2]/MN &= \text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{M} \mathbf{d} \mathbf{d}^H \mathbf{M}^H])/MN \\ &= \text{tr}(\mathbb{E}[\mathbf{d} \mathbf{d}^H] \mathbf{M}^H \mathbf{M})/MN \\ &= E_s \text{tr}(\mathbf{M}^H \mathbf{M})/MN \\ &= E_s \end{aligned} \quad (4)$$

B. MIMO-GFDM

Nesta seção serão abordados os conceitos fundamentais da conjunção de MIMO e GFDM.

Sejam N_T e N_R o número de antenas do sistema na transmissão e na recepção, respectivamente. O vetor de dados a ser transmitido pelo sistema MIMO-GFDM pode ser definido como $\mathbf{x} = [\mathbf{s}_1^T \quad \mathbf{s}_2^T \dots \mathbf{s}_{N_T}^T]^T$, onde $\mathbf{s}_t = \mathbf{M} \mathbf{d}_t$, $t = 1, \dots, N_T$. Na recepção, após remoção dos prefixos cíclicos, assumindo uma perfeita sincronização e um canal sem fio considerado constante ao longo de uma transmissão, o sinal recebido para o bloco MIMO-GFDM pode ser representado na forma:

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{y}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{1,1} & \dots & \mathbf{H}_{1,N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{H}_{N_R,1} & \dots & \mathbf{H}_{N_R,N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{s}_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{n}_{N_R} \end{bmatrix}, \quad (5)$$

onde \mathbf{y}_r é o vetor de sinal recebido pela r -ésima antena, \mathbf{n}_n é um vetor de ruído Gaussiano complexo de média zero e matriz covariância $\sigma_n^2 \mathbf{I}_{MN}$, sendo σ_n^2 a variância das componentes do vetor de ruído, e $\mathbf{H}_{r,t}$ é a matriz de canal $(MN \times MN)$ de convolução circular cuja primeira coluna contém os coeficientes da resposta ao impulso do equivalente passa baixa discreto do canal que conecta a t -ésima antena transmissora e a r -ésima antena receptora, dados por $\mathbf{h}_{r,t} = [h_{r,t}(0) \quad h_{r,t}(1) \dots h_{r,t}(N_{ch} - 1)]^T$ completada com $(MN - N_{ch})$ zeros, onde N_{ch} representa o número de taps de canal. O vetor \mathbf{y} em (5) pode ser reescrito na forma:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (6)$$

onde \mathbf{y} , \mathbf{H} , \mathbf{x} e \mathbf{n} têm dimensões $(MNN_R \times 1)$, $(MNN_R \times MNN_T)$, $(MNN_T \times 1)$ e $(MNN_R \times 1)$ respectivamente.

C. MIMO-GFDM-IM

Basicamente, em MIMO-GFDM-IM as MN componentes dos vetores \mathbf{d}_t , $t = 0, 1, 2, \dots, N_T$ contêm símbolos de informação e zeros. Para diminuir a complexidade do receptor,

as MN componentes são divididas em Q grupos de $N_e = \frac{MN}{Q}$ elementos, aqui denominados sub-blocos IM e denotados por $\mathbf{d}_t(q)$, $q = 1, 2, \dots, Q$, de dimensão $N_e \times 1$. Em cada um destes sub-blocos são alocados N_a símbolos de informação e $(N_e - N_a)$ zeros. As posições ocupadas pelos N_a símbolos de informação dentre as N_e posições em cada um dos Q grupos são determinadas pelos padrões de alocação de símbolos, definidas pela matriz de mapeamento \mathbf{V} e conhecida a priori pelo transmissor e receptor da comunicação. Assim, o vetor de dados encaminhado ao modulador GFDM conectado à t -ésima antena, \mathbf{d}_t de dimensão $QN_e \times 1$, é descrito por:

$$\mathbf{d}_t = [\mathbf{d}_t(1)^T \quad \mathbf{d}_t(2)^T \quad \dots \quad \mathbf{d}_t(Q)^T]^T, t = 1, 2, \dots, N_T, \quad (7)$$

onde Q é o número de grupos com modulação de índice, que são gerados para cada antena transmissora. O fluxo de bits necessário para obter cada vetor $\mathbf{d}_t(q)$ é $p = \log_2(N_c) + N_a \log_2(C)$ bits por sub-bloco IM, onde N_c representa o número de combinações válidas de posicionamento de símbolos não nulos nas subportadoras do sub-bloco $\mathbf{d}_n(q)$, $N_c = \left[\binom{N_e}{N_a} \right]_{2^p}$ com o termo $\left[x \right]_{2^p}$ representando a maior potência de 2 que é menor ou igual a x , N_a é o número de elementos simultaneamente ativos e C é a ordem da modulação digital empregada.

Por exemplo em um sistema com $N_e = 4$, $N_a = 2$ e modulação QPSK, resulta $N_c = 4$ e $p = \log_2(4) + 2 \log_2(4) = 6$ bits/sub – bloco IM. Um exemplo de mapeamento de combinações permitidas é apresentado na matriz booleana $\mathbf{V}^{(N_e, N_a)}$, de dimensão $N_e \times N_c$.

$$\mathbf{V}^{(N_e, N_a)} = \begin{pmatrix} \begin{matrix} 00 \\ \downarrow \\ 1 \end{matrix} & \begin{matrix} 01 \\ \downarrow \\ 1 \end{matrix} & \begin{matrix} 10 \\ \downarrow \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 11 \\ \downarrow \\ 0 \end{matrix} \\ \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 1 \\ 0 \\ 1 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{matrix} & \begin{matrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{matrix} \end{pmatrix}$$

Com o vetor de dados \mathbf{d}_t formado como descrito, a transmissão e recepção seguem o que foi descrito na seção II-B, equações (5) e (6). Uma forma alternativa conveniente para (6) é dada por:

$$\mathbf{y} = \bar{\mathbf{H}}\mathbf{d} + \mathbf{n}, \quad (8)$$

onde $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{M}}$, $\bar{\mathbf{M}} = \text{blkdiag}(\mathbf{M})$, sendo $\text{blkdiag}(\mathbf{M})$ uma matriz diagonal em blocos de dimensão $QN_e N_T \times QN_e N_T$ que contém nas submatrizes de dimensão $(MN \times MN)$ sobre sua diagonal principal N_T repetições da matriz \mathbf{M} e zero nas demais posições, e \mathbf{d} é o vetor de dados formado pelo empilhamento dos N_T vetores \mathbf{d}_t , $t = 0, 1, 2, \dots, N_T$ apresentados em (7).

III. TÉCNICAS DE DETECÇÃO PARA MIMO GFDM-IM

A implementação de um detector ótimo (detector de máxima verossimilhança (ML)) para a estimação do vetor de dados transmitido não é viável pela complexidade computacional que requer, portanto detectores sub-ótimos foram implementados e serão descritos a seguir.

A. Equalização Zero Forcing (ZF) seguida de detecção por mínima distância por grupos (ZF/MD)

O equalizador ZF utiliza a pseudo inversa da matriz $\bar{\mathbf{H}}$, dada por $\mathbf{H}^\dagger = (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}})^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H$, para eliminar a interferência entre os elementos do vetor \mathbf{d} em (8). O sinal recebido, processado pelo equalizador, resulta no vetor \mathbf{z} de comprimento $MN N_T$.

$$\mathbf{z} = [\mathbf{z}_1^T \quad \mathbf{z}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{z}_{N_T}^T]^T = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{y} = \mathbf{d} + \bar{\mathbf{n}}, \quad (9)$$

onde $\mathbf{z}_t = [\mathbf{z}_t(1)^T \quad \mathbf{z}_t(2)^T \quad \dots \quad \mathbf{z}_t(Q)^T]^T$, $t = 1, 2, \dots, N_T$ e $\bar{\mathbf{n}} = \mathbf{H}^\dagger \mathbf{n}$.

A estimativa $\hat{\mathbf{d}}_t(q)$ para o q -ésimo grupo MIMO-GFDM-IM da t -ésima antena transmissora é obtido por mínima distância

$$\hat{\mathbf{d}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{d}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{d}_t(q)\|^2, \quad (10)$$

onde $q = 1, 2, \dots, Q$, $t = 1, 2, \dots, N_T$ e \mathcal{S} denota o conjunto dos $N_c M^{N_a}$ possíveis padrões para o vetor $\hat{\mathbf{d}}_t(q)$.

Os blocos estimados são concatenados para formar o vetor $\hat{\mathbf{d}}_t$ e depois o vetor $\hat{\mathbf{d}}$, que passará à fase de demapeamento para a obtenção dos bits detectados.

B. Equalização ZF seguida de detecção ML por grupos (ZF/ML)

Considerando que o vetor resultante da equalização zero forcing obtido na Equação (9) é afetado pelo vetor de ruído colorido $\bar{\mathbf{n}}$, a detecção ML por grupos aplicada em (9) é obtida de:

$$\hat{\mathbf{d}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{d}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{d}_t(q))\|^2 \quad (11)$$

ou ainda

$$\hat{\mathbf{d}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{d}_t(q) \in (\mathcal{S})} (\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{d}_t(q))^H \mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}^{-1} (\mathbf{z}_t(q) - \mathbf{d}_t(q)), \quad (12)$$

onde $\mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}$ é a matriz covariância da porção do vetor de ruído $\bar{\mathbf{n}}$ em (9) que afeta a observação $\mathbf{z}_t(q)$. $\mathbf{K}_{\bar{\mathbf{n}}_t(q)}$ é, portanto, uma submatriz da matriz covariância de $\bar{\mathbf{n}}$.

C. Equalização Minimum mean squared error (MMSE) seguida de detecção por mínima distância aproximada por grupos (MMSE/MDA)

O equalizador MMSE é uma solução sub-ótima que procura evitar a amplificação de ruído que é gerada quando é utilizado o equalizador Zero-Forcing. Neste caso, o vetor equalizado $\tilde{\mathbf{z}} = [\tilde{\mathbf{z}}_1^T \quad \tilde{\mathbf{z}}_2^T \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{z}}_{N_T}^T]^T$ é dado por:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{z}} &= (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{y} \\ &= \mathbf{C} \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}}, \end{aligned} \quad (13)$$

onde \mathbf{I} é uma matriz identidade de dimensões $(QN_e N_T \times QN_e N_T)$

$$\mathbf{C} = (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}}, \quad (14)$$

e

$$\tilde{\mathbf{n}} = (\bar{\mathbf{H}}^H \bar{\mathbf{H}} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \bar{\mathbf{H}}^H \mathbf{n}. \quad (15)$$

A estimativa MMSE $\hat{\mathbf{d}}_t(q)$ para o q -ésimo grupo é obtida de forma análoga a (10) porém com $\mathbf{z}_t(q)$ substituído por $\tilde{\mathbf{z}}_t(q)$ que denota o q -ésimo sub-grupo de $\tilde{\mathbf{z}}_t$ ($t = 1, 2, \dots, N_T$) em (13). O receptor MMSE/MDA foi proposto em [11].

D. Equalização MMSE seguida de detecção por mínima distância por grupos (MMSE/MD)

No receptor MMSE/MDA, a operação de detecção por mínima distância aproximada não considera o residual de interferência entre símbolos presente no vetor $\mathbf{z}_t(q)$. Uma proposta para melhoria do desempenho é a utilização do detector por mínima distância por grupos (MD) em vez do detector MDA.

A detecção por mínima distância correta é então:

$$\hat{\mathbf{d}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{d}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\tilde{\mathbf{z}}_t(q) - \mathbf{C}_t(q) \mathbf{d}_t(q)\|^2, \quad (16)$$

onde $\mathbf{C}_t(q)$ é uma submatriz $N_e \times N_e$ obtida a partir da matriz definida em (14).

E. Equalização MMSE com cancelamento de interferências e detecção por grupos com branqueamento de ruído (MMSE/PIC/NW)

Uma alternativa para aprimorar o desempenho do detector MMSE com detecção por grupos é a utilização do cancelamento em paralelo de interferências.

O vetor equalizado em (13) pode ser reescrito na forma:

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{z}} &= [\tilde{\mathbf{z}}_1^T \quad \tilde{\mathbf{z}}_2^T \quad \dots \quad \tilde{\mathbf{z}}_{N_T}^T]^T \\ &= \mathbf{C} \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}} \\ &= \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{B} \mathbf{d} + \tilde{\mathbf{n}}, \end{aligned} \quad (17)$$

onde $\mathbf{A} = \text{diag}(\mathbf{C})$ é a matriz diagonal que contém os elementos da diagonal principal de \mathbf{C} e $\mathbf{B} = \mathbf{C} - \mathbf{A}$. A matriz \mathbf{B} é responsável pela interferência entre os símbolos de \mathbf{d} e a parcela $\mathbf{B} \mathbf{d}$ é tentativamente suprimida pelo esquema de cancelamento em paralelo. Além disso, considerando, como no caso do esquema em III-B que o vetor $\tilde{\mathbf{n}}$ em (17) é colorido, o esquema de detecção por grupos proposto é dado por:

$$\hat{\mathbf{d}}_t(q) = \arg \min_{\mathbf{d}_t(q) \in \mathcal{S}} \|\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_t(q)}^{-\frac{1}{2}} (\tilde{\mathbf{z}}_t(q) - \mathbf{A}_t(q) \mathbf{d}_t(q))\|^2, \quad (18)$$

$$q = 1, 2, \dots, Q \quad t = 1, 2, \dots, N_T$$

onde $\mathbf{A}_t(q)$ é matriz diagonal, sub-matriz de \mathbf{A} e $\mathbf{K}_{\tilde{\mathbf{n}}_t(q)}$ é a matriz covariância da porção do vetor de ruído $\tilde{\mathbf{n}}$ em (17) que afeta a observação $\tilde{\mathbf{z}}_t(q)$ associada ao q -ésimo grupo de $\tilde{\mathbf{z}}_t$.

Utilizando (18), uma primeira estimativa de \mathbf{d} , $\hat{\mathbf{d}}$, é gerada e utilizada para tentativamente eliminar a parcela de interferência entre símbolos em (17), gerando um novo vetor equalizado de acordo com:

$$\tilde{\mathbf{z}}' = \tilde{\mathbf{z}} - \mathbf{B} \hat{\mathbf{d}}. \quad (19)$$

O vetor $\tilde{\mathbf{z}}'$ é utilizado em (18) para gerar uma nova estimativa $\hat{\mathbf{d}}$ que é usada para gerar um novo vetor observação $\tilde{\mathbf{z}}'$ de acordo com (19) e assim por diante.

A qualidade da estimativa gerada é medida pela métrica ML para detecção do vetor \mathbf{d} a partir do vetor de sinal recebido \mathbf{y} em (8):

$$P(\hat{\mathbf{d}}) = \|\mathbf{y} - \bar{\mathbf{H}} \hat{\mathbf{d}}\|^2, \quad (20)$$

onde $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{\mathbf{d}}_1^T \quad \hat{\mathbf{d}}_2^T \quad \dots \quad \hat{\mathbf{d}}_{N_t}^T]^T$ e $\hat{\mathbf{d}}_t = [\hat{\mathbf{d}}_t(1)^T \quad \hat{\mathbf{d}}_t(2)^T \quad \dots \quad \hat{\mathbf{d}}_t(Q)^T]^T$.

Um número positivo, J , é estabelecido como o número máximo de estimativas geradas. Porém se a qualidade da estimativa corrente $\hat{\mathbf{d}}^j$, $j = 1, 2, \dots, J$, for inferior à da anterior, $P(\hat{\mathbf{d}}^j) > P(\hat{\mathbf{d}}^{j-1})$, o procedimento é interrompido e a estimativa final é dada por $\hat{\mathbf{d}}^{j-1}$.

IV. RESULTADOS NUMÉRICOS

Nesta subseção são avaliados os resultados numéricos de simulações computacionais dos detectores estudados na seção anterior. Para isto considera-se um sistema MIMO-GFDM com 4 antenas na transmissão e na recepção. Os vetores de símbolos transmitidos são gerados utilizando IM, para $N_e = 4$ e $N_a = 2$. Sendo E_s a energia média dos símbolos de informação e E_T a energia média consumida pelas N_T antenas a cada uso de canal, resulta que $E_T = \frac{N_a}{N_e} E_s N_T$. Note-se que na ausência de IM, $N_a = N_e$ e $E_T = E_s N_T$. Os resultados de desempenho são expressos em termos da relação sinal-ruído definida por:

$$SNR(dB) = 10 \log_{10} \frac{E_T}{\sigma_n^2}. \quad (21)$$

A modulação empregada na transmissão é QPSK. Foram utilizados $M = 5$ slots de tempo e $N = 4$ subportadoras. Os coeficientes do pulso formatador \mathbf{p}_f , de dimensão $MN = 20$, são apresentados na Tabela I. Os elementos da matriz de canal \mathbf{H} são como descritos na seção II-B. Os canais que conectam as N_T antenas transmissoras às N_R receptoras são estatisticamente independentes e igualmente distribuídos com coeficientes $h_{r,t}(l) = p_l \alpha_l$, $l = 0, 1, \dots, N_{ch} - 1$, onde α_l são variáveis aleatórias Gaussianas complexas circularmente simétricas e estatisticamente independentes, todas com média nula e $\mathbb{E}[\alpha_l^2] = 1$. Os pesos p_l são normalizados de forma que $\sum_{l=0}^{N_{ch}-1} p_l^2 = 1$, resultando que $\mathbb{E}[\|\mathbf{h}_{r,t}\|^2] = 1$. Nos resultados numéricos adotou-se valores, não normalizados, de p_l da forma $p_l^2 = (\frac{1}{2})^l$, $l = 0, 1, \dots, N_{ch} - 1$ e $N_{ch} = 4$.

Para o processo de cancelamento foram definidas $J = 6$ como o número máximo de estimativas.

Na Figura 3 é possível observar o desempenho em termos da taxa de erro de bit (BER) para os detectores ZF/MD, ZF/ML e MMSE/MDA. Embora o detector ZF/ML consiga melhorar o desempenho do detector ZF/MD pela consideração do efeito do ruído colorido no vetor resultante da equalização Zero-Forcing, a equalização aprimorada fornecida pelo MMSE resulta em desempenho superior do receptor MMSE/MDA.

Na Figura 4, o desempenho do receptor MMSE/MDA é comparado com o detector MMSE/MD, o qual leva em consideração o residual de interferência entre símbolos presente

TABELA I: Coeficientes do vetor \mathbf{p}_f

No.	Coefficiente	No.	Coefficiente
1	0.0000	11	0.2414
2	0.0009	12	0.2135
3	0.0005	13	0.1432
4	-0.0066	14	0.0629
5	-0.0182	15	0.0038
6	-0.0207	16	-0.0207
7	0.0038	17	-0.0182
8	0.0629	18	-0.0066
9	0.1432	19	0.0005
10	0.2135	20	0.0009

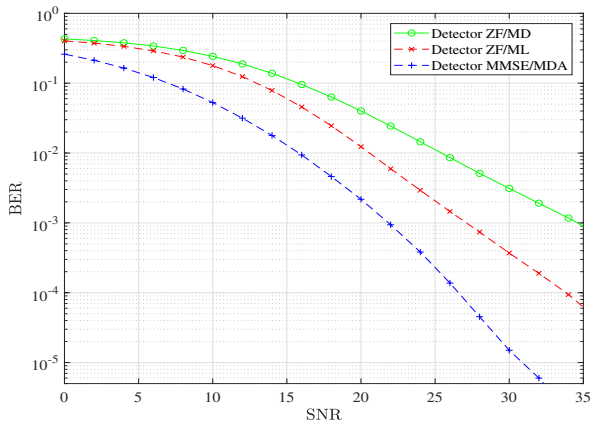


Fig. 3: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores ZF/MD, ZF/ML e MMSE/MDA.

no vetor \mathbf{z} , e o detector MMSE/PIC/NW, detector que realiza o processo de cancelamento de interferências.

Como era esperado a consideração do residual de interferência no processo de detecção permite obter um melhor desempenho, que ainda é melhorado se é realizada uma detecção generalizada considerando o efeito de ruído colorido no vetor resultante da equalização MMSE seguida do processo de cancelamento.

V. CONCLUSÕES

Embora OFDM seja uma boa alternativa para cumprir com os requerimentos dos sistemas de comunicações em termos de taxa de erro de bit e complexidade computacional, ainda está longe de alcançar os requerimentos necessários para suportar todas as tecnologias de 5G. É por isto que GFDM se apresenta como alternativa para minorar ou corrigir algumas das desvantagens que a transmissão OFDM apresenta. Torna-se necessário, entretanto, aliar as boas características da transmissão GFDM com as já conhecidas vantagens da tecnologia de múltiplas antenas para a transmissão e múltiplas antenas para a recepção (MIMO).

Um potencial reforço ao desempenho de sistemas MIMO-GFDM reside nas técnicas de modulação de índice (IM), as quais permitem uma redução da energia requerida na transmissão para se obter um dado desempenho.

Neste artigo foram estudadas e propostas algumas técnicas de detecção para os sistemas MIMO com transmissão GFDM

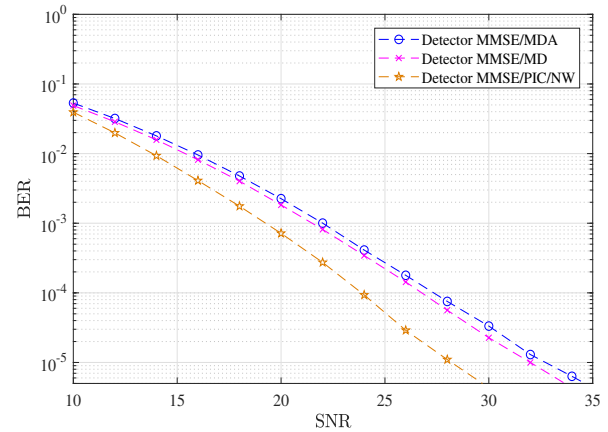


Fig. 4: Desempenho em termos da taxa de erro de bit para os detectores MMSE/MDA, MMSE/MD e MMSE/PIC/NW.

e utilizando as técnicas de modulação de índice. Os resultados obtidos foram interessantes e permitem pensar na definição de um modelo multi-usuário para a implementação de algumas das técnicas de detecção já estudadas previamente em outros modelos. Isto permitirá ter resultados reais e práticos que serão muito importantes e úteis para enfrentar os desafios relacionados com a implementação das redes 5G.

REFERÊNCIAS

- [1] V. Dignum, *Responsible artificial intelligence: Designing AI for human values*. ITU Journal: ICT Discoveries, Special Issue no. 1, Sept. 2017.
- [2] Unión Internacional das telecomunicações, *Sentando las bases para la 5g: Oportunidades y desafíos*. International Telecommunications Union, 2018.
- [3] R. David, J. Mayoral Arteaga e R. Sampaio-Neto, *Simultaneous Detection and Parallel Interference Cancellation in GFDM for 5G*. XXXV Simpósio Brasileiro de telecomunicações e processamento de sinais-SBrT2017. Sept. 2017, doi:10.14209/sbrt.2017.221.
- [4] M. Matthé, N. Michailow, I. Gaspar, S. Caldevilla, A. Festag, L. Mendes e G. Fettweis, *Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks*. IEEE Transactions on Communications, vol. 62, no. 9, pp. 3045-3061, Sept. 2014, doi:10.1109/TCOMM.2014.2345566.
- [5] M. Nekovee, *Quantifying Performance Requirements of Vehicle-to-Vehicle Communication Protocols for Rear-End Collision Avoidance*. VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference, pp. 1-5, 2009, doi: 10.1109/VETECS.2009.5073822.
- [6] E. Basar, Ü. Aygözü, E. Panayirci e V. Poor, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing With Index Modulation*. IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 61, no. 22, pp. 5536-5549, Nov. 2013, doi: 10.1109/TSP.2013.2279771
- [7] M. Matthé, D. Zhang e G. Fettweis, *Sphere-decoding aided sic for mimo-gfdm: Coded performance analysis*. 2016 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS), pp. 165-169, 2016, doi: 10.1109/ISWCS.2016.7600894.
- [8] M. Matthé, D. Zhang, G. Fettweis e I. Gaspar, *Near-ml detection for mimo-gfdm*. 2015 IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC2015-Fall), pp. 1-2, 2015, doi: 10.1109/VTCFall.2015.7391033.
- [9] R. Verdecia, *Análise espectral, detecção de sinais e estimação de canal em sistemas GFDM*, dissertação de mestrado, Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro, RJ, 2019.
- [10] J. Mayoral, *Detecção de sinais em sistemas com transmissão GFDM*, dissertação de mestrado, Pontifícia Universidade Católica de Rio de Janeiro, RJ, 2017.
- [11] E. Öztürk, E. Basar e H. A. Cirpan, *Multiple-input multiple-output generalized frequency division multiplexing with index modulation*. Physical Communication, vol. 34, pp. 27-37, 2019, doi: 10.13140/RG.2.2.27451.11041.