

Análise do Desempenho de Sistemas DFT-s-GFDM em Canais Seletivos em Frequência

Anderson Reis Rufino Marins, Gustavo Rodrigues de Lima Tejerina e Luciano Leonel Mendes

Resumo—Devido à escassez espectral, a exploração do TV *White Spaces* (TVWS) está em processo de regulamentação no Brasil. Neste caso, o sistema deve obedecer às restrições de potência e emissão fora de faixa e, consequentemente, adotar uma forma de onda para suportá-las. O objetivo deste estudo é avaliar o desempenho da *Discrete Fourier Transform Spread Generalized Frequency Division Multiplexing* (DFT-s-GFDM) para receptores *Zero Forcing* (ZF) em canais seletivos em frequência (FSC). A DFT-s-GFDM é conhecida por apresentar menores índices de *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR) e emissão fora de faixa. Para tal, será apresentada uma nova expressão para a probabilidade de erro de símbolo (SEP) em canais FSC. A SEP será validada por meio de simulações e comparada aos resultados obtidos para sistemas *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM), GFDM, e *Walsh-Hadamard Transform GFDM* (WHT-GFDM). Por fim, será avaliada a PAPR do sistema em diversos cenários de comunicação.

Palavras-Chave—DFT-s-GFDM, GFDM, pré-codificação, SEP, PAPR, FSC.

Abstract—In Brazil, TV White Spaces (TVWS) are being regulated to mitigate spectrum scarcity. For such, transceivers must adopt a suitable waveform to comply with power constraints and out-of-band emissions. Here, we evaluate the discrete Fourier transform spread generalized frequency division multiplexing (DFT-s-GFDM) for zero forcing (ZF) receivers under frequency selective channels (FSC). DFT-s-GFDM is known for providing a lower peak-to-average power ratio (PAPR) and out-of-band emission. Thus, we will propose a new expression for the symbol error probability (SEP) for FSC. The SEP will be validated through simulations and compared to the results obtained for orthogonal frequency division multiplexing (OFDM), GFDM, and Walsh-Hadamard transform GFDM (WHT-GFDM). Finally, the PAPR of the system will be evaluated for different communication scenarios.

Keywords—DFT-s-GFDM, GFDM, precoding, SEP, PAPR, FSC.

I. INTRODUÇÃO

A evolução dos Sistemas de Comunicações Móveis tem proporcionado um aumento expressivo na quantidade de novos usuários na rede. Este crescimento se deu principalmente após a popularização de serviços de *streaming* e comunicação em tempo real por voz e vídeo. Apesar destas demandas, a largura

de banda e a taxa de transmissão são limitadas pelas faixas de frequência disponibilizadas exclusivamente para este fim. Desta forma, os Sistemas de Comunicações Móveis estão sujeitos a dividir um recurso que, com a inclusão de novos dispositivos, torna-se cada vez mais escasso.

Para contornar a escassez espectral, as agências reguladoras internacionais sugeriram utilizar o espectro ocioso de canais de TV, também conhecido por *Television White Spaces* (TVWS), mediante uma série de restrições [1]. No Brasil, a Anatel regulamentou o uso dos canais de TV ociosos nas faixas *Very High Frequency* (VHF) e *Ultra High Frequency* (UHF) por meio da Resolução nº 747 de 2021 [2]. O objetivo é permitir a expansão de serviços de Internet para regiões em que o acesso à rede é limitado. No documento, permite-se explorar o espectro ocioso para a transmissão de dados enquanto o acesso oportuno não interfira na comunicação dos usuários primários. Para tal, a potência máxima do usuário secundário não poderá ultrapassar 1 W de pico e o sinal deverá apresentar baixas emissões fora de banda. A limitação de potência afeta diretamente as tecnologias atuais dos Sistemas de Comunicações Móveis, visto que a maioria destes sistemas empregam formas de onda multiportadoras, conhecidas por seus altos índices de *Peak-to-Average Power Ratio* (PAPR). Nestes, a PAPR aumenta devido à soma de subportadoras adjacentes em fase e, portanto, quanto maior o número de subportadoras maior será a PAPR do sinal. Como consequência, o sinal transmitido é distorcido no tempo pelo amplificador do transmissor e em consequência dessa distorção no tempo é que ocorre o espalhamento do espectro desse sinal na frequência provocando interferência fora de faixa em canais adjacentes. Em termos práticos, a exploração do TVWS exigirá o desenvolvimento de um sistema próprio que apresente o melhor custo-benefício energético, mantendo as taxas e a eficiência espectral das redes convencionais de transmissão de dados.

Entre as formas de onda investigadas, o *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) tem se destacado devido a sua adoção em sistemas atuais de comunicação móvel, i.e., *Long Term Evolution* (LTE), *LTE Advanced* (LTE-A) e *5G New Radio* (5G NR) [3]. Em se tratando de TVWS, o OFDM apresenta certas desvantagens que dificultam a sua integração em sistemas de acesso oportuno. Neste caso, destacam-se a presença de picos no sinal no qual somam-se as amplitudes instantâneas de cada subportadora, resultando em altos índices de PAPR [4]. Outro fator importante é a alta emissão fora de faixa provocada pela descontinuidade no sinal modulado com símbolos *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM), impedindo a exploração do OFDM em bandas fragmentadas. Algumas soluções para esta questão envolvem pré-codificação

Anderson R. R. Marins e Luciano L. Mendes estão no Centro de Referência em Radiocomunicações (CRR) do Instituto Nacional de Telecomunicações (Inatel), Santa Rita do Sapucaí-MG, e-mail: {anderson,luciano1}@inatel.br; Gustavo R. L. Tejerina está no *Centre for Wireless Communications* da *University of Oulu*, Oulu, FI, e-mail: gustavo.tejerina@oulu.fi. Este trabalho foi parcialmente financiado pelo BRITISH GOVERNMENT DIGITAL ACCESS PROGRAMME (DAP) e NIC.BR por meio do projeto TVWS NIC.BR, pelos Projetos Brasil 6G (RNP/MCTI, n. 01245.020548/2021-07) e Formação Avançada em Redes e Sistemas de Telecomunicações (Huawei, n. PPA6001BRA23032110257684), pela FAPEMIG e CNPq - Brasil (303282/2021-5).

Discrete Fourier Transform (DFT), *clipping*, *Partial Transmission Sequence* (PTS), *Selective Mapping* (SLM), redes neurais e lógica fuzzy [5], [6], [7], [8], [9]. Dentre estas, a pré-codificação DFT é a mais utilizada. Esta técnica resultou no DFT *Spread* OFDM (DFT-s-OFDM), sendo empregada no *uplink* das redes LTE e 5G NR [5]. Inclusive, estudos recentes utilizaram o DFT-s-OFDM para desenvolver novas tecnologias energeticamente eficientes para a Sexta Geração de redes móveis (6G) [10], [11].

O *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM) é outra forma de onda investigada para uso em sistemas TVWS. Nesta, o sinal é composto por múltiplas portadoras sendo estas mapeadas em símbolos nos domínios da frequência e do tempo [12]. Ao introduzir uma nova dimensão, um sistema GFDM é capaz de aumentar o seu desempenho em canais seletivos na frequência empregando diversas subportadoras. Assim, o GFDM garante uma maior eficiência espectral quando comparado ao OFDM. Além disso, o GFDM apresenta uma proteção natural aos sinais adjacentes dos usuários devido ao filtro protótipo, proporcionando baixas emissões fora de faixa. Por outro lado, a vulnerabilidade a maiores índices de PAPR persiste provocado pelo uso de subportadoras. Apesar disso, o GFDM foi implementado no transceptor 5G-RANGE [13], na qual explora TVWS para transmissão de dados em áreas remotas garantindo um enlace de 100 Mbps com cobertura de 50 km.

Algumas estratégias são desenvolvidas para reduzir a PAPR de sistemas GFDM. Em [14], por exemplo, os autores propõem um novo método de redução da PAPR baseado em *autoencoder* de aprendizado profundo. Outras propostas para o GFDM envolvem o uso de algoritmos de busca exaustiva aplicada a PTS [15], [16] e SLM [17], resultando em cenários de baixa PAPR. Os autores em [18] integram o GFDM a esquemas *modified root companding* e *modified μ -law root companding* para alterar a potência média do sinal. Em [19], as pré-codificações *Discrete Cosine Transform* (DCT) e *Discrete Sine Transform* (DST) são exploradas em conjunto com outras técnicas como compressão, *clipping* e filtragem. Em [20], a pré-codificação por meio da *Walsh-Hadamard Transform* (WHT) é combinada ao GFDM para avaliar a taxa de erro de bit em canais seletivos em frequência. Neste estudo, a WHT trouxe robustez ao sistema e garante uma melhora significativa no desempenho quando comparada a sistemas GFDM tradicionais. Por fim, a pré-codificação DFT também é empregada em sistemas GFDM conforme relatado em [21]. Neste, os autores obtêm expressões analíticas para a taxa de erro de bit utilizando receptores *Minimum Mean Square Error* (MMSE) em canais gaussianos e seletivos em frequência. Ainda, é observado uma redução significativa da PAPR nestes cenários, demonstrando, assim como no OFDM, que a DFT é uma ferramenta importante para gestão energética de sinais com múltiplas portadoras. Outras soluções envolvem DFT em conjunto com *clipping* [22] e algoritmos de gradiente descendente [23].

Como observado, o uso da pré-codificação DFT em sistemas GFDM, apelidado de DFT *Spread* GFDM (DFT-s-GFDM), ainda se encontra no estágio inicial de desenvolvimento. Sendo assim, este artigo apresenta uma análise dos efeitos de canais

seletivos em frequência (FSC) para receptores *Zero Forcing* (ZF) empregando DFT-s-GFDM. Para tal, será apresentado o modelo do sistema DFT-s-GFDM e todo o arcabouço matemático necessário para calcular analiticamente a probabilidade de erro de símbolo (SEP). O objetivo é analisar a SEP e a PAPR do DFT-s-GFDM em diversos cenários do Sistemas de Comunicações Móveis, visando a sua aplicabilidade para a exploração do TVWS. Ainda, os resultados serão comparados as formas de onda OFDM, GFDM e WHT-GFDM.

O artigo está estruturado da seguinte forma. Na Seção II é introduzido o modelo do sistema DFT-s-GFDM. A Seção III define da SEP para canais seletivos na frequência para receptores ZF. A Seção IV ilustra o comportamento da SEP e da PAPR para diferentes parâmetros do sistema. Por fim, a Seção V conclui este artigo.

II. MODELO DO SISTEMA DFT-S-GFDM

A pré-codificação DFT é uma técnica extensamente utilizada para reduzir a PAPR de Sistemas de Comunicações Móveis. Nesta, os bits modulados são codificados a partir de uma matriz de transformação. Além dos efeitos na PAPR, a pré-codificação tem como principais vantagens a simplicidade na implementação, a manutenção da ortogonalidade entre subportadoras e a redução da interferência entre os sinais dos usuários [24]. Estas características permitiram a sua aplicação no *uplink* de sistemas LTE e 5G NR.

Como definido em [25], a pré-codificação consiste em aplicar a DFT de P pontos nos dados modulados. No caso do DFT-s-OFDM, este procedimento antecede o mapeamento dos símbolos em K subportadoras no transceptor, sendo que $K > P$. Já no receptor, a *Inverse* DFT (IDFT) é executada após a equalização e decodificação dos dados de cada subportadora. Ao introduzir a DFT, o sinal na transmissão adquire uma estrutura de portadora única, herdando, inclusive, as suas características como a baixa PAPR.

Para o sistema DFT-s-GFDM, a pré-codificação é inserida de forma semelhante ao DFT-s-OFDM [21], conforme ilustrado no diagrama de blocos da Figura 1. O princípio do GFDM consiste em mapear os símbolos modulados em K subportadoras e M subsímbolos, resultando em $N = KM$ símbolos de dados complexos. Para isso, o fluxo de dados é paralelizado entre as K subportadoras e, em seguida, cada elemento é interpolado a uma taxa N , filtrado e deslocado para a frequência da subportadora correspondente. O processo de filtragem consiste na convolução circular dos dados por um filtro protótipo. Por fim, o símbolo GFDM é gerado após a soma dos dados processados para todas as subportadoras e inclusão do prefixo cíclico (CP). No DFT-s-GFDM, a pré-codificação atua entre a paralelização do fluxo de dados e a interpolação. Esta operação é realizada para K pontos em cada bloco de subsímbolo. Na recepção, o sistema remove o CP e equaliza o símbolo degradado pelo canal. Em seguida, os dados são processados pelo receptor GFDM e, após o desmapeamento, aplica-se a IDFT, removendo as distorções provocadas pela pré-codificação.

A seguir, será apresentado o desenvolvimento matemático para transmitir e receber símbolos DFT-s-GFDM. Aqui, as

matrizes, vetores e variáveis escalares são definidos, respectivamente, por caracteres maiúsculos em negrito, minúsculos em negrito e minúsculos sem formatação.

A. Transmissor DFT-s-GFDM

No transmissor DFT-s-GFDM, os bits são modulados em símbolos J -QAM sendo $J = 2^\mu$ a ordem da modulação QAM e μ um número par maior que zero. Em seguida, o fluxo de dados é paralelizado em blocos de subsímbolos, possibilitando a aplicação da DFT normalizada, dada por

$$\hat{d}_{k,m} = \frac{1}{\sqrt{K}} \sum_{i=0}^{K-1} \omega^{ik} d_{i,m}, \quad (1)$$

em que d é o dado modulado, $k = \{0, 1, \dots, K-1\}$ denota o índice da subportadora, $m = \{0, 1, \dots, M-1\}$ é o índice do subsímbolo, $\omega = \exp(-2\pi j/K)$ indica o elemento da matriz DFT [26] e $j = \sqrt{-1}$.

Assim, o resultado da DFT em (1) é interpolado e filtrado conforme padronizado por sistemas GFDM, levando a

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} \hat{d}_{k,m} g_{k,m}[n], \quad (2)$$

sendo que n denota o índice da amostra, $g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] \exp(j2\pi kn/K)$ é o filtro protótipo deslocado na frequência e no tempo [12, Eq. 1] e \bmod é o operador de módulo.

Na notação matricial, o sistema DFT-s-GFDM é definido como [21]

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\Psi\mathbf{d}, \quad (3)$$

em que \mathbf{A} é a matriz de transmissão GFDM de ordem N composta pelas amostras do filtro protótipo $g_{k,m}[n]$, \mathbf{d} é o vetor $N \times 1$ de dados modulados concatenados e Ψ é definido como

$$\Psi = \frac{1}{\sqrt{K}} \mathbf{I}_M \otimes \mathbf{W}_K, \quad (4)$$

sendo que \mathbf{I}_M é a matriz identidade de ordem M , \mathbf{W}_K é a matriz DFT de ordem K e o operador \otimes indica o produto de Kronecker [27].

B. Receptor DFT-s-GFDM

Conforme ilustrado no diagrama da Figura 1, o sinal na recepção é dado por

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}, \quad (5)$$

em que \mathbf{H} é a matriz circulante de ordem N da resposta ao impulso do canal e \mathbf{v} denota o ruído branco gaussiano (AWGN).

Com a remoção do CP e considerando que o receptor tem conhecimento do estado do canal, o sinal após a equalização é dado por

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{x} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{v}. \quad (6)$$

Na configuração ZF, o símbolo reconstituído é dado por

$$\mathbf{c}_r = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{y}_r = \Psi\mathbf{d} + \mathbf{v}_r \quad (7)$$

em que $\mathbf{v}_r = \mathbf{A}^{-1}\mathbf{H}^{-1}\mathbf{v}$.

Assim, para o sistema DFT-s-GFDM, o vetor de dados reconstituído \mathbf{d}_r é obtido como

$$\mathbf{d}_r = \Psi^{-1}\mathbf{c}_r = \mathbf{d} + \Psi^{-1}\mathbf{v}_r. \quad (8)$$

III. ANÁLISE DE DESEMPENHO PARA CANAIS FSC

Nesta seção, será derivada a expressão da SEP para sistemas DFT-s-GFDM com receptor ZF operando em canais FSC. O desvanecimento causado por canais FSC provoca um aumento na taxa de erros, principalmente, em transceptores baseados em formas de onda multiportadora. Com a inclusão da DFT, o sinal se comporta como um sistema de portadora única e, portanto, torna-se essencial avaliar o seu desempenho sob estas condições.

Assim, no sistema DFT-s-GFDM, o processo para definir a SEP é semelhante ao derivado para o transceptor GFDM com pré-codificação WHT [20]. Em termos matemáticos, a WHT é um caso generalizado da DFT o que permite aplicar o mesmo raciocínio para calcular a SEP. Desta forma, ao analisar o símbolo reconstituído em (8), observa-se que o ruído equivalente de cada amostra é composto pelos efeitos da recepção ZF com a resposta do canal na frequência e o ruído AWGN. Como definido em [20], ao efetuar a IDFT, a resposta do canal pode ser definida como

$$H_r = \left(\sqrt{\left(\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} \frac{1}{|\mathbf{H}[k]|^2} \right)} \right)^{-1}. \quad (9)$$

Ainda, o receptor ZF apresenta um *Noise Enhancement Factor* (NEF) diferente para cada subportadora, sendo expressado por

$$\xi_k = \sum_{i=0}^{N-1} \left| [\Psi^{-1}\mathbf{A}^{-1}]_{k,i} \right|^2. \quad (10)$$

Assim, a SEP exata do canal FSC para o sistema DFT-s-GFDM é dada por

$$P_{\text{DFT}} = 2 \left(\frac{L-1}{KL} \right) \sum_{k=0}^{K-1} \text{erfc} \left(\sqrt{\frac{3|H_r|^2 E_s}{2(J-1)\xi_k N_0}} \right) - \left(\frac{L-1}{\sqrt{KL}} \right)^2 \sum_{k=0}^{K-1} \text{erfc}^2 \left(\sqrt{\frac{3|H_r|^2 E_s}{2(J-1)\xi_k N_0}} \right), \quad (11)$$

em que $L = \sqrt{J}$ e J indica a ordem da modulação QAM e erfc é a função erro complementar.

IV. ANÁLISE NUMÉRICA E SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados obtidos a partir da análise numérica da SEP para sistemas DFT-s-GFDM com receptor ZF. Estes dados serão confrontados com a taxa de erro de símbolo (SER) obtida por meio das simulações Monte Carlo. As análises abrangerão diversos cenários de comunicação, incluindo outras formas de onda, i.e., OFDM, GFDM e WHT-GFDM. Ainda, será discutido a influência da pré-codificação DFT na PAPR do sinal sob efeito de canais FSC.

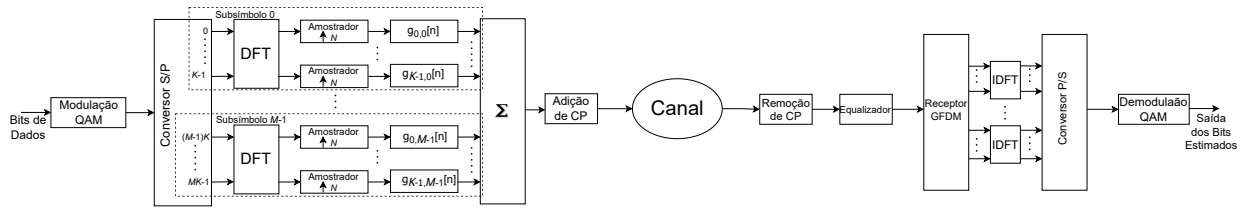


Fig. 1: Diagrama em Blocos do Sistema DFT-s-GFDM.

TABELA I: Caracterização do Canal Seletivo em Frequência

Índice da Amostra	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
Tempo [μ s]	0	0,444	0,888	1,333	1,777	2,222	2,666	3,111	3,555	4	4,444	4,888	5,333	5,777	6,222	6,666
Amplitude	1	0,9261	0,8577	0,7943	0,7356	0,6813	0,6310	0,5843	0,5412	0,5012	0,4642	0,4299	0,3981	0,3687	0,3415	0,3162

Assim, foi considerado que o receptor DFT-s-GFDM tem conhecimento do estado do canal, sendo este caracterizado pelos dados da Tabela I. Para o GFDM, DFT-s-GFDM e WHT-GFDM, o sistema foi configurado para $K = 64$ subportadoras, $M = 9$ subsímbolos e fator de *roll-off* do filtro protótipo como $\alpha = \{0, 1/2, 9/10\}$. No OFDM, adotou-se $K = 512$ portadoras. Em todos os cenários explorados, utilizaram-se $N_{CP} = 16$, $N_{CS} = 0$ e modulações 16-QAM e 256-QAM. A simulação Monte Carlo foi repetida por 10^4 vezes ou até atingir 10^5 erros por ponto.

As Figuras 2a, 2b e 2c apresentam as curvas da SEP e SER para os transceptores OFDM, GFDM, WHT-GFDM e DFT-GFDM, variando $\alpha = \{0, 1/2, 9/10\}$. Primeiramente, vale ressaltar que a simulação coincide com a curva teórica obtida por meio de (11) para todos os fatores de *roll-off*. Além disso, fica evidenciado que, o desempenho do DFT-s-GFDM decai com maior intensidade que o GFDM com o aumento do fator de decaimento do filtro, resultando em um pior desempenho que o GFDM no caso limite onde *roll-off* tende a 1. Neste cenário, o fator de *roll-off* expande o decaimento do filtro protótipo provocando uma maior interação entre subportadoras e subsímbolos aumenta e, conseqüentemente, gerando auto-interferência nos blocos GFDM.

As Figuras 3a, 3b e 3c apresentam as curvas da PAPR para os fatores de *roll-off* 0, 1/2 e 9/10, respectivamente. Aqui, nota-se que o desempenho da pré-codificação DFT é superior às demais formas de onda, garantindo um ganho de até 7 dB. Neste caso, a DFT permite espalhar o sinal em K fases distintas, reduzindo assim a incidência de picos entre as subportadoras. Ao empregar a WHT, o sistema está limitado a duas fases pois, os elementos de sua matriz variam entre 1 e -1 , ou 0° e 180° . Finalmente, em relação ao fator de *roll-off*, o sistema DFT-s-GFDM apresenta um desempenho melhor para maiores valores de α . Esta característica foi documentada em [28] para sistemas GFDM convencional. Neste caso, há um aumento da amplitude dos lóbulos secundários da resposta ao impulso do filtro protótipo, contribuindo para o aumento da sobreposição dos pulsos gerados, conseqüentemente, elevando a PAPR. Por outro lado, o aumento do fator de *roll-off* reduz a presença de lóbulos secundários, causando uma diminuição na PAPR.

V. CONCLUSÕES

Neste estudo, avaliou-se o desempenho do sistema DFT-s-GFDM operando em FSC. Para tal, foi proposta uma nova expressão para definir a SEP. A equação foi validada por meio de simulações para diferentes cenários de comunicação. Os resultados indicaram um melhor desempenho da SEP ao comparar com OFDM e GFDM. Ainda, foi analisada a PAPR para DFT-s-GFDM e observou-se uma redução de até 7 dB em relação às demais formas de onda, favorecendo o seu emprego em sistemas TVWS. Os trabalhos futuros envolverão a implementação prática do DFT-s-GFDM em sistemas mais sofisticados.

REFERÊNCIAS

- [1] S. W. Oh, Y. Ma, M.-H. Tao, and E. C. Y. Peh, "An Overview and Comparison of TV White Space Regulations Worldwide," in *Int. Conf. Front. Commun. Netw. Appl. (ICFCNA 2014 - Malaysia)*, pp. 1–6, 2014.
- [2] Anatel, "Resolução nº 747, de 5 de Outubro de 2021." Disponível em: <https://pesquisa.in.gov.br/imprensa/jsp/visualiza/index.jsp?data=06/10/2021&jornal=515&pagina=25&totalArquivos=181>. Acesso em: 16 maio, 2023.
- [3] T. Kebede, Y. Wondie, J. Steinbrunn, H. B. Kassa, and K. T. Kornegay, "Multi-carrier waveforms and multiple access strategies in wireless networks: Performance, applications, and challenges," *IEEE Access*, vol. 10, pp. 21120–21140, 2022.
- [4] F. Conceição, M. Gomes, V. Silva, R. Dinis, A. Silva, and D. Castanheira, "A survey of candidate waveforms for beyond 5G systems," *Electronics*, vol. 10, no. 1, 2021.
- [5] G. Berardinelli, "Generalized DFT-s-OFDM Waveforms Without Cyclic Prefix," *IEEE Access*, vol. 6, pp. 4677–4689, 2018.
- [6] Y. Yuan, S. Wei, X. Luo, Z. Xu, and X. Guan, "Adaptive PTS scheme based on fuzzy neural network for PAPR reduction in OFDM system," *Digit. Signal Process.*, vol. 126, p. 103492, 2022.
- [7] M.-J. Hao and W.-W. Pi, "PAPR reduction in OFDM signals by self-adjustment gain method," *Electronics*, vol. 10, no. 14, 2021.
- [8] F. Zou, Z. Liu, X. Hu, and G. Wang, "A novel PAPR reduction scheme for OFDM systems based on neural networks," *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. 2021, p. 5574807, Apr 2021.
- [9] P. P. Ann and R. Jose, "Comparison of PAPR reduction techniques in OFDM systems," in *2016 Int. Conf. Commun. Electron. Syst. (ICCES)*, pp. 1–5, 2016.
- [10] Y. Xin, J. Hua, T. Bao, and H. Zhang, "A novel PAPR reduction scheme for low-cost terminals in 6G," *Energies*, vol. 16, no. 8, 2023.
- [11] H. Kawasaki and T. Matsumura, "Waveform analysis of DFT-spread OFDM with phase rotation and $\pi/2$ -4PAM for efficient wireless transmission," in *2022 25th Int. Symp. Wireless Pers. Multimedia Commun. (WPMC)*, pp. 42–47, 2022.
- [12] N. Michailow, M. Matthé, I. S. Gaspar, A. N. Caldevilla, L. L. Mendes, A. Festag, and G. Fettweis, "Generalized frequency division multiplexing for 5th generation cellular networks," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 62, no. 9, pp. 3045–3061, 2014.

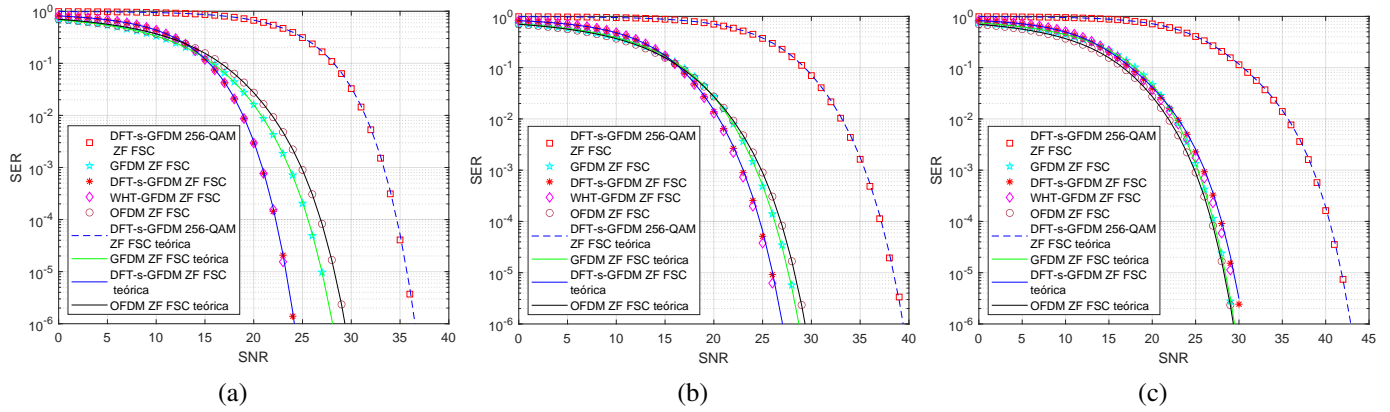


Fig. 2: SER do transceptor DFT-s-GFDM ZF com (a) $\alpha = 0$, (b) $\alpha = 1/2$, e (c) $\alpha = 9/10$.

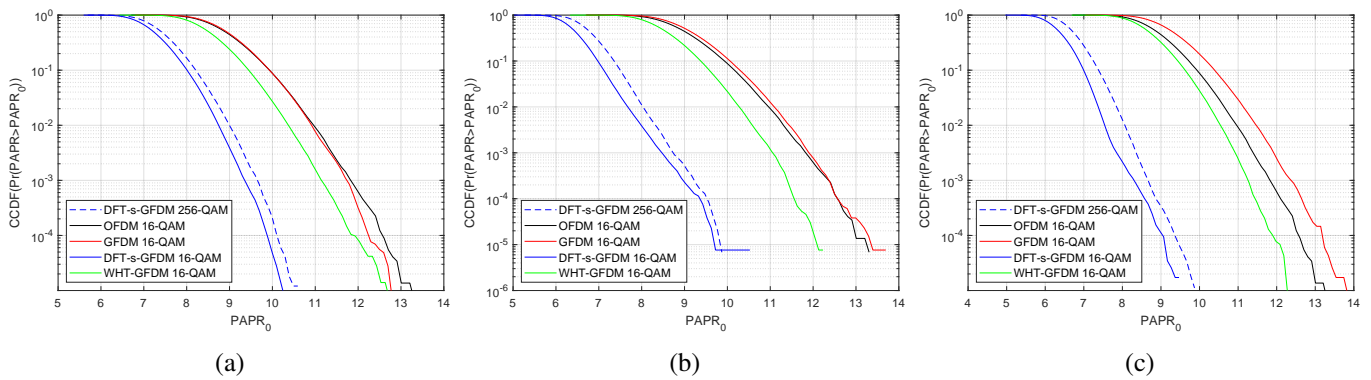


Fig. 3: PAPR do transceptor DFT-s-GFDM ZF com (a) $\alpha = 0$, (b) $\alpha = 1/2$, e (c) $\alpha = 9/10$.

- [13] W. Dias, A. Ferreira, R. Kagami, J. S. Ferreira, D. Silva, and L. Mendes, "5G-RANGE: A transceiver for remote areas based on software-defined radio," in *2020 Eur. Conf. Netw. Commun. (EuCNC)*, pp. 100–104, 2020.
- [14] S. Chakravarty and A. Kumar, "PAPR reduction of GFDM signals using encoder-decoder neural network (autoencoder)," *Natl. Acad. Sci. Lett.*, vol. 46, p. 213–217, Jun 2023.
- [15] A. Endang Jayati, I. Wirawan, T. Suryani, and E. Endroyono, "Partial transmit sequence and selected mapping schemes for PAPR reduction in GFDM systems," *Int. J. Intell. Eng. Syst.*, vol. 12, pp. 114–122, 12 2019.
- [16] Ş. Şimçir and N. Taşpınar, "Cumulative symbol optimization-based partial transmit sequence technique for PAPR reduction in low complexity GFDM system," *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, vol. 31, no. 6, p. e3801, 2020.
- [17] S. Valluri and V. V. Mani, "A novel approach for reducing complexity in the SLM-GFDM system," *Phys. Commun.*, vol. 34, p. 188–195, 2019.
- [18] N. Vinayakamoorthi and S. Vaiyamalai, "Modified μ -law root companding for PAPR reduction in GFDM signals," *Phys. Commun.*, vol. 57, apr 2023.
- [19] P. Kumar, L. Kansal, G. S. Gaba, M. Mounir, A. Sharma, and P. K. Singh, "Impact of peak to average power ratio reduction techniques on generalised frequency division multiplexing for 5th generation systems," *Comput. Electr. Eng.*, vol. 95, p. 107386, 2021.
- [20] N. Michailow, L. Mendes, M. Matthé, I. Gaspar, A. Festag, and G. Fettweis, "Robust WHT-GFDM for the next generation of wireless networks," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 19, no. 1, pp. 106–109, 2015.
- [21] S. S. Das and S. Tiwari, "Discrete Fourier transform spreading-based generalised frequency division multiplexing," *Electron. Lett.*, vol. 51, no. 10, p. 789–791, 2015.
- [22] H. Liu, Y. Jiang, and X. Liang, "A joint papr suppression scheme of DSSS-GFDM system using DFT0 precoding and clipping for satellite communications," in *2021 7th Int. Conf. Comput. Commun. (ICCC)*, pp. 1976–1984, 2021.
- [23] M. Sheikh-Hosseini, M. Hasheminejad, and F. Rahdari, "Linear precoder design for peak-to-average power ratio reduction of generalized frequency division multiplexing signal using gradient descent methods," *Trans. Emerg. Telecommun. Technol.*, vol. 34, no. 2, p. e4698, 2023.
- [24] M. Ben Mabrouk, M. Chafii, Y. Louet, and F. Bader, "A precoding-based PAPR reduction technique for UF-OFDM and filtered-OFDM modulations in 5G systems," in *23th Eur. Wireless Conf.*, pp. 1–6, 2017.
- [25] H. G. Myung, J. Lim, and D. J. Goodman, "Single carrier FDMA for uplink wireless transmission," *IEEE Veh. Technol. Mag.*, vol. 1, no. 3, pp. 30–38, 2006.
- [26] E. W. Weisstein, "Discrete Fourier Transform." MathWorld—A Wolfram Web Resource. Disponível em: <https://mathworld.wolfram.com/DiscreteFourierTransform.html>, 2002. Acesso em: 16 maio, 2023.
- [27] E. W. Weisstein, "Kronecker Product." MathWorld—A Wolfram Web Resource. Disponível em: <https://mathworld.wolfram.com/KroneckerProduct.html>, 2002. Acesso em: 8 junho, 2023.
- [28] N. Michailow and G. Fettweis, "Low peak-to-average power ratio for next generation cellular systems with generalized frequency division multiplexing," in *2013 Int. Symp. Intell. Sign. Process. Commun. Syst.*, pp. 651–655, 2013.