



Projeto Brasil 6G

Múltiplo acesso associado ao sistema FTN-GFDM



Histórico de Atualizações:

Versão	Data	Autor(es)	Notas
1	23/10/2023	Mariana Mello Daniely Gomes Silva	Elaboração de conteúdo
2	31/10/2023	Daniely Gomes Silva Luciano Leonel Mendes	Revisão de texto

Lista de Figuras

1	Diagrama de blocos do transceptor FTN-GFDM. As etapas de adição e remoção de CP foram omitidas para simplificação.	4
2	Vetor de símbolos $\mathbf{s}$ considerando um esquema FTN-GFDMA com $M = 5$ subsímbolos, $K = 5$ subportadoras e $U = 2$ usuários.	5
3	Valor absoluto das matrizes esparsas $\mathbf{A}^{(u)}$ considerando a alocação de subsímbolos com os conjuntos $\mathcal{M}_{\text{on}} = \{0, 1, 2, 3, 4\}$, $\mathcal{K}_{\text{on}} = \{0, 1, 3, 4\}$, $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1, \}$, e $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(2)} = \{3, 4\}$	6
4	Esquema FTN-GFDMA de <i>downlink</i> considerando 2 usuários.	6
5	Esquema FTN-GFDMA de <i>uplink</i> considerando 2 usuários.	9
6	Matriz $\mathbf{G}$ considerada na transmissão <i>downlink</i>	11
7	Desempenho de BER para transmissão de <i>downlink</i> considerando pulso ortogonal (rect) e detecção de usuário único baseada em matrizes esparsas. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.	12
8	Matrizes $\mathbf{G}$ considerando (a) detecção conjunta e (b) detecção de usuário único.	13
9	Desempenho de BER para transmissão de <i>downlink</i> considerando pulso não ortogonal (RC) e detecção baseada em matrizes esparsas. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.	13
10	Desempenho de BER para transmissão de <i>downlink</i> considerando pulso não ortogonal (RC) e detecção conjunta. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.	14
11	Matriz $\mathbf{G}$ considerada na transmissão <i>uplink</i>	15
12	Desempenho de BER para transmissão de <i>uplink</i> considerando pulso ortogonal (Dirichlet) e detecção parcial. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.	15
13	Diagrama de blocos do transmissor SCMA multiusuário.	17
14	Diagrama de blocos do transmissor SCMA-FTN-GFDM.	18
15	Diagrama de blocos do receptor multiusuário SCMA-FTN-GFDM.	19
16	Grafo de fator SCMA-FTN-GFDM.	19

Lista de Tabelas

1	Modelos de canal utilizados em transmissões de <i>downlink</i> e <i>uplink</i>	10
2	Parâmetros de sistema usados na transmissão de <i>downlink</i> com filtro ortogonal.	10
3	Comparação de complexidade entre detecção de usuário único e detecção conjunta com filtro ortogonal, utilizando detectores ML, SD e SSSgb $\bar{K}$ SE.	11
4	Parâmetros de sistema utilizados na transmissão de <i>downlink</i> com filtro não ortogonal.	12
5	Comparação de complexidade entre detecção de usuário único e detecção conjunta com filtro não ortogonal, utilizando detectores ML e SD.	14

Acrônimos

5G Quinta Geração

6G Sexta Geração

AWGN *Additive White Gaussian Noise*

BER *Bit Error Rate*

BS *Base Station*

BEP *block expectation propagation*

CFO *Carrier Frequency Offset*

CP *Cyclic Prefix*

CSI *Channel-State Information*

FLOP *Floating-Point Operation*

FTN *Faster-than-Nyquist*

GFDM *Generalized Frequency Division Multiplexing*

GFDMA *generalized frequency division multiple access*

ICI *Inter Carrier Interference*

ISI *Inter Symbol Interference*

IUI *inter-user interference*

LLR *Log-Likelihood Ratio*

MA *multiple access*

MAP *Maximum A Posteriori*

MF *Matched Filter*

ML *Maximum Likelihood*

MPA *Message Passing Algorithm*

MUD *Multi-user Detection*

NOMA *Non-Orthogonal Multiple Access*

OFDM *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*

QAM *Quadrature Amplitude Modulation*

RC *Raised-Cosine*

SC-FDE *Single Carrier Frequency Domain Equalization*

SCMA *Sparse Code Multiple Access*

SD *Sphere Detector*

SER *Symbol Error Rate*

SINR *Signal-to-Interference-and-Noise Ratio*

SPA *Sum-Product Algorithm*

SSSgbKSE *Successive Symbol-by-Symbol with go-back K Sequence Estimator*

SSSSE *Successive Symbol-by-Symbol Sequence Estimator*

SMUD *simplified multi-user detection*

TVFS *Time-Variant Frequency-Selective*

Sumário

1	Introdução	1
2	Múltiplo acesso combinado com sistemas FTN-GFDM	2
2.1	Introdução	2
2.2	Contextualização sobre a forma de onda FTN-GFDM	2
2.3	Alocação de recursos	4
2.4	Cenário de <i>downlink</i> para o FTN-GFDMA	5
2.5	Cenário de <i>uplink</i> para o FTN-GFDMA	8
2.6	Análise de desempenho	9
2.6.1	Cenário de <i>downlink</i> com pulso ortogonal	10
2.6.2	Cenário de <i>downlink</i> com pulso não ortogonal	11
2.6.3	Cenário de <i>uplink</i> com pulso ortogonal	13
3	<i>Sparse Code Multiple Access</i> em Sistemas FTN-GFDM	16
3.1	Introdução	16
3.2	SCMA e FTN-GFDM	16
3.3	MUD SCMA baseado em SPA	18
4	Conclusão	21

1 Introdução

As redes móveis de Sexta Geração (6G) surgem como resposta à crescente demanda por conectividade avançada, integrando novas tecnologias e atendendo a dispositivos de comunicação cada vez mais sofisticados [1]. Para isto, elas devem atender a várias exigências, incluindo altas taxas de dados, latência ultra baixa e melhor confiabilidade, possibilitando aplicações que vão desde realidade virtual até automação industrial [1, 2]. Espera-se que as redes 6G superem as redes de Quinta Geração (5G) em até três vezes em eficiência espectral e de 10 a 100 vezes em eficiência energética [3]. Diante dessas expectativas, as futuras redes móveis devem otimizar o espectro e melhorar a capacidade de transmissão por meio de formas de onda com multiportadoras não ortogonais e técnicas de *multiple access* (MA).

Nesse contexto, as formas de onda para as redes 6G devem ser flexíveis para se adaptar a diferentes cenários de MA e oferecer suporte eficaz a uma variedade de dispositivos e serviços, enquanto otimizam o uso do espectro disponível. Uma opção de forma de onda multiportadora flexível é o *Generalized Frequency Division Multiplexing* (GFDM), que pode ser adaptado aos diversos cenários de comunicação 6G. No GFDM, os símbolos de dados são organizados em uma grade tempo-frequência que pode ser ajustada para acomodar outras formas de onda, como *Orthogonal Frequency Division Multiplexing* (OFDM) e *Single Carrier Frequency Domain Equalization* (SC-FDE) [4].

O GFDM, devido à sua capacidade de ajuste da grade tempo-frequência, pode ser combinado com a sinalização *Faster-than-Nyquist* (FTN) para melhorar a eficiência espectral do sistema [5, 6]. Essa melhoria acontece ao reduzir o espaçamento entre subsímbolos e subportadoras, permitindo a transmissão de mais dados por amostra de sinal, e violando o critério de Nyquist para *Inter Symbol Interference* (ISI) nula. Portanto, a detecção FTN-GFDM não é trivial, já que o detector deve ser capaz de mitigar a ISI e a *Inter Carrier Interference* (ICI) introduzidas no sinal. Quando o limite de Mazo é respeitado [7], receptores não lineares, como *Sphere Detector* (SD), *Successive Symbol-by-Symbol Sequence Estimator* (SSSSE) e *Successive Symbol-by-Symbol with go-back K Sequence Estimator* (SSSgbKSE), podem ser usados para recuperar os dados sem comprometer o desempenho de *Bit Error Rate* (BER) [8, 9].

Este relatório tem como objetivo introduzir novas estratégias de MA com base na forma de onda FTN-GFDM. Na Seção 2, é apresentado um método de MA que aprimora a eficiência espectral do sistema, enquanto permite o uso de detectores simples para separar os sinais dos usuários. O esquema FTN-*generalized frequency division multiple access* (GFDMA) proposto possibilita a alocação de recursos de tempo-frequência aos usuários de forma a minimizar a *inter-user interference* (IUI) e simplificar a equalização de canal e a detecção de dados. Na Seção 3, é proposto outra abordagem de MA que combina *Sparse Code Multiple Access* (SCMA) com FTN-GFDM, visando aumentar a capacidade total e a eficiência espectral do sistema. Contudo, para atingir um desempenho satisfatório em termos de BER nessa abordagem, é necessário empregar um receptor baseado em equalização suave, como o SD de saída suave, juntamente com um algoritmo *Multi-user Detection* (MUD) baseado em *Sum-Product Algorithm* (SPA). As conclusões finais e os trabalhos futuros estão apresentados na Seção 4.

2 Múltiplo acesso combinado com sistemas FTN-GFDM

2.1 Introdução

Esta seção do relatório descreve um esquema de MA baseada na forma de onda não ortogonal FTN-GFDM, que permite alocar recursos de tempo e frequência aos usuários. O esquema FTN-GFDMA proposto possibilita a alocação eficiente de recursos aos usuários, minimizando a IUI. Isso simplifica a equalização do canal e a detecção de dados, viabilizando o uso de receptores menos complexos. Esta abordagem de MA combina a flexibilidade do GFDM enquanto melhora a eficiência espectral do sistema por meio da sinalização FTN. Para a análise dos efeitos da interferência causada pelo FTN-GFDMA, assume-se que a transmissão é síncrona, ou seja, os relógios dos usuários e da *Base Station* (BS) estão perfeitamente sincronizados.

2.2 Contextualização sobre a forma de onda FTN-GFDM

No GFDM, $N = KM$ símbolos de dados são transmitidos por meio de K subportadoras, cada uma carregando M subsímbolos. Considerando que o filtro protótipo tem $\mathcal{N}$ amostras, divididas em $\mathcal{P}$ períodos com $\mathcal{S}$ amostras em cada, e definindo os subsímbolos em intervalos de tempo de $\mathcal{K}$ amostras e as subportadoras em intervalos de frequência de $\mathcal{M}$ amostras, o sinal GFDM é dado por

$$x[\nu] = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} s_{k,m} \tilde{g}[\langle \nu - m\mathcal{K} \rangle_{\mathcal{N}}] \exp\left(j2\pi \frac{k\mathcal{M}}{\mathcal{N}} \nu\right), \quad (1)$$

onde $\nu = 0, \dots, \mathcal{N} - 1$ é o índice de tempo, $\tilde{g}[\nu]$ é a resposta ao impulso do filtro protótipo, $s_{k,m}$ é o símbolo *Quadrature Amplitude Modulation* (QAM) transmitido na k -ésima subportadora e no m -ésimo subsímbolo. Adicionalmente, $m = 0, \dots, M - 1$ é o índice de subsímbolo, e $k = 0, \dots, K - 1$ é o índice de subportadora.

A sinalização FTN pode ser introduzida em (1) reduzindo a distância entre subsímbolos e subportadoras, de modo que $\mathcal{K} < \mathcal{S}$ e $\mathcal{M} < \mathcal{P}$. Como resultado, os fatores de sobreposição nos domínios de tempo e frequência são dados como

$$\tau = \mathcal{K}/\mathcal{S} \quad (2)$$

e

$$\phi = \mathcal{M}/\mathcal{P}, \quad (3)$$

respectivamente, onde K e M são dados por

$$K = \frac{\mathcal{P}\mathcal{S}}{\mathcal{M}} = \frac{\mathcal{S}}{\phi} = \left\lfloor \frac{\mathcal{N}}{\mathcal{M}} \right\rfloor, \quad (4)$$

$$M = \frac{\mathcal{P}\mathcal{S}}{\mathcal{K}} = \frac{\mathcal{P}}{\tau} = \left\lfloor \frac{\mathcal{N}}{\mathcal{K}} \right\rfloor. \quad (5)$$

No entanto, quando $\frac{\mathcal{N}}{\mathcal{M}}$ e $\frac{\mathcal{N}}{\mathcal{K}}$ não são inteiros, os fatores de sobreposição devem ser ajustados para $\bar{\tau} = \mathcal{P}/M$ e $\bar{\phi} = \mathcal{S}/K$, respectivamente, e o sinal GFDM deve ser reescrito como

$$\bar{x}[\nu] = \sqrt{\bar{\tau}\bar{\phi}} \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} s_{k,m} \tilde{g}[\langle \nu - m\tau\mathcal{S} \rangle_{\mathcal{N}}] \exp\left(j2\pi \frac{k\phi}{\mathcal{S}} \nu\right), \quad (6)$$

onde $\sqrt{\tau\phi}$ normaliza a potência de transmissão. Assim, quando $\tau < 1$, ocorre a sobreposição temporal dos subsímbolos, o que aumenta a eficiência espectral, mas também causa ISI. Da mesma forma, quando $\phi < 1$, as subportadoras se sobrepõem no domínio da frequência, o que melhora a eficiência espectral, mas introduz ICI no sistema.

Na notação matricial, o sinal FTN-GFDM pode ser representado da seguinte forma:

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{s}, \quad (7)$$

onde $\bar{\mathbf{x}}$ é o vetor contendo amostras do sinal FTN-GFDM, ou seja, $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x}[0], \bar{x}[1], \dots, \bar{x}[\mathcal{N}-1]]^T$; $\mathbf{s}$ é o vetor contendo os símbolos QAM, ou seja, $\mathbf{s} = [s_{0,0}, s_{1,0}, \dots, s_{K-1,0}, s_{0,1}, \dots, s_{K-1,M-1}]^T$; e $\mathbf{A}$ é a matriz de transmissão contendo $N = KM$ versões do filtro protótipo deslocadas ciclicamente no tempo e na frequência, ou seja,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{g}}_{0,0} & \bar{\mathbf{g}}_{1,0} & \cdots & \bar{\mathbf{g}}_{K-1,0} & \bar{\mathbf{g}}_{0,1} & \cdots & \bar{\mathbf{g}}_{K-1,M-1} \end{bmatrix}, \quad (8)$$

com

$$\bar{\mathbf{g}}_{k,m} = \sqrt{\tau\phi}\tilde{g}[\langle n - m\tau\mathcal{S} \rangle_{\mathcal{N}}] \exp(j2\pi k\phi n/\mathcal{S}). \quad (9)$$

Um *Cyclic Prefix* (CP) é adicionado ao sinal FTN-GFDM antes da transmissão, onde as últimas $\mathcal{N}_{\text{CP}}$ amostras de (7) são copiadas para o início.

Considerando um canal com desvanecimento, o vetor recebido após a remoção do CP pode ser expresso por

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{H}\bar{\mathbf{x}} + \mathbf{w}, \quad (10)$$

onde $\mathbf{w}$ é o vetor *Additive White Gaussian Noise* (AWGN) e $\mathbf{H}$ contém as versões deslocadas circularmente da resposta ao impulso do canal. Se o *Channel-State Information* (CSI) for perfeitamente conhecido pelo receptor, o sinal após a equalização é definido como:

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{x}} + \mathbf{H}^{-1}\mathbf{w}. \quad (11)$$

Em seguida, o demodulador *Matched Filter* (MF) maximiza a *Signal-to-Interference-and-Noise Ratio* (SINR) e desacopla as subportadoras, permitindo a detecção adequada dos símbolos de dados. O sinal FTN-GFDM na saída do MF é dado por

$$\mathbf{r} = \mathbf{A}^H \bar{\mathbf{y}} = \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{A}^H \mathbf{H}^{-1} \mathbf{w} = \mathbf{G} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{w}}, \quad (12)$$

onde $\mathbf{G}$ é a matriz de coeficientes de correlação, $\bar{\mathbf{w}}$ é o vetor de ruído com amostras correlacionadas e $(\cdot)^H$ denota a operação Hermitiana. Como $\mathbf{A}^H \mathbf{H}^{-1}$ correlaciona as amostras de $\mathbf{w}$, as amostras filtradas $\bar{\mathbf{w}}$ em (12) têm média zero e uma matriz de covariância dada por $\sigma^2 \mathbf{G}$. Portanto, o detector ótimo deve levar em consideração a correlação entre as amostras de ruído [6].

Detectores não lineares devem ser empregados para recuperar os símbolos transmitidos e minimizar a probabilidade de erro. Desde que o limite de Mazo não seja excedido, o detector *Maximum Likelihood* (ML) pode efetivamente lidar com a interferência e reduzir a BER [7, 10]. Embora o detector ML possa ser usado como prova de conceito, sua complexidade computacional é proibitiva para implementações práticas [6]. Nesse cenário, outros detectores não lineares, como o SD, SSSSE e o SSSgbKSE, podem ser usados para recuperar os dados sem comprometer o desempenho da BER [8, 9, 11].

A Fig. 1 apresenta o diagrama de blocos simplificado da cadeia de comunicação FTN-GFDM.

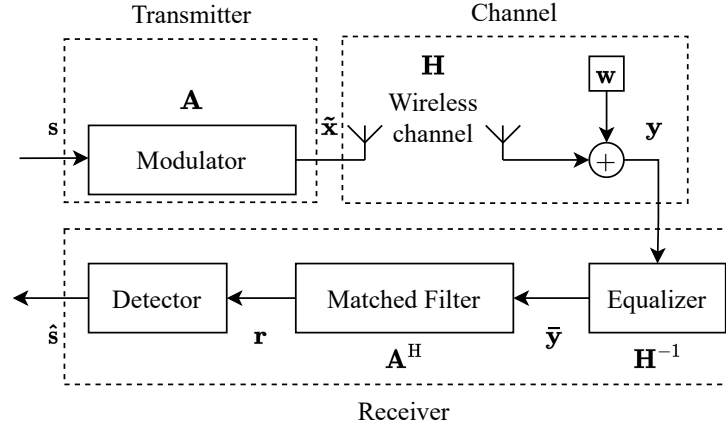


Figura 1: Diagrama de blocos do transceptor FTN-GFDM. As etapas de adição e remoção de CP foram omitidas para simplificação.

2.3 Alocação de recursos

No sistema FTN-GFDMA, os recursos de tempo-freqencia so distribuídos entre os usuários de forma a permitir uma alocação eficiente dos recursos disponíveis. Este processo é realizado definindo os elementos do vetor de símbolos $\mathbf{s}$ associados aos pares (k, m) , enquanto os elementos restantes são zerados. Cada elemento de recurso corresponde à transmissão de um símbolo $s_{k,m}$ usando uma versão do filtro protótipo deslocada no tempo e na frequencia $\mathbf{g}_{k,m}$. Portanto, um bloco de recurso consiste em $\mathcal{M}_{\text{on}}$ subsímbolos disponíveis para alocação, com $\mathcal{K}_{\text{on}}$ subportadoras cada. O conjunto de elementos de recursos alocados ao usuário u é representado por $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(u)} \times \mathcal{M}_{\text{on}}^{(u)} \subset \mathcal{K}_{\text{on}} \times \mathcal{M}_{\text{on}}$.

A alocação de recursos no FTN-GFDMA pode ser realizada de duas maneiras distintas:

1. fixando os subsímbolos $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(u)} = \mathcal{M}_{\text{on}}$ e alocando um subconjunto de subportadoras $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(u)} \subset \mathcal{K}_{\text{on}}$; permitindo que todos os usuários utilizem todos os subsímbolos disponíveis, enquanto as subportadoras disponíveis são atribuídas independentemente para cada usuário;
2. fixando as subportadoras $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(u)} = \mathcal{K}_{\text{on}}$ e alocando um subconjunto de subsímbolos $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(u)} \subset \mathcal{M}_{\text{on}}$; permitindo que todas as subportadoras disponíveis sejam compartilhadas por todos os usuários, porém, a cada usuário, so atribuídos subsímbolos independentes.

Quaisquer recursos não atribuídos a um usuário são definidos como zero na matriz de dados FTN-GFDMA.

A Fig. 2 ilustra a alocação de recursos no vetor de símbolos, $\mathbf{s}$, para um sistema FTN-GFDMA com $M = 5$ subsímbolos, $K = 5$ subportadoras e $U = 2$ usuários. Na Fig. 2(a), quatro subportadoras so distribuídas entre os usuários. Portanto, as subportadoras $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1\}$ são alocadas ao usuário 1, enquanto as subportadoras $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(2)} = \{3, 4\}$ são alocadas ao usuário 2. Como nenhum usuário é alocado para a segunda subportadora, os elementos de $\mathbf{s}$ correspondentes a $k = 2$ são definidos como zero. Os subsímbolos são fixados, com $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(1)} = \mathcal{M}_{\text{on}}^{(2)} = \mathcal{M}_{\text{on}} = \{0, 1, 2, 3, 4\}$.

Na Fig. 2(b), por outro lado, os subsímbolos so distribuídos entre os usuários, resultando na alocação dos conjuntos de subsímbolos $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1\}$ e $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(2)} = \{3, 4\}$ aos usuários 1 e 2, respectivamente. Neste cenário, as subportadoras são definidas de modo que $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(1)} = \mathcal{K}_{\text{on}}^{(2)} = \mathcal{K}_{\text{on}} = \{0, 1, 2, 3, 4\}$.

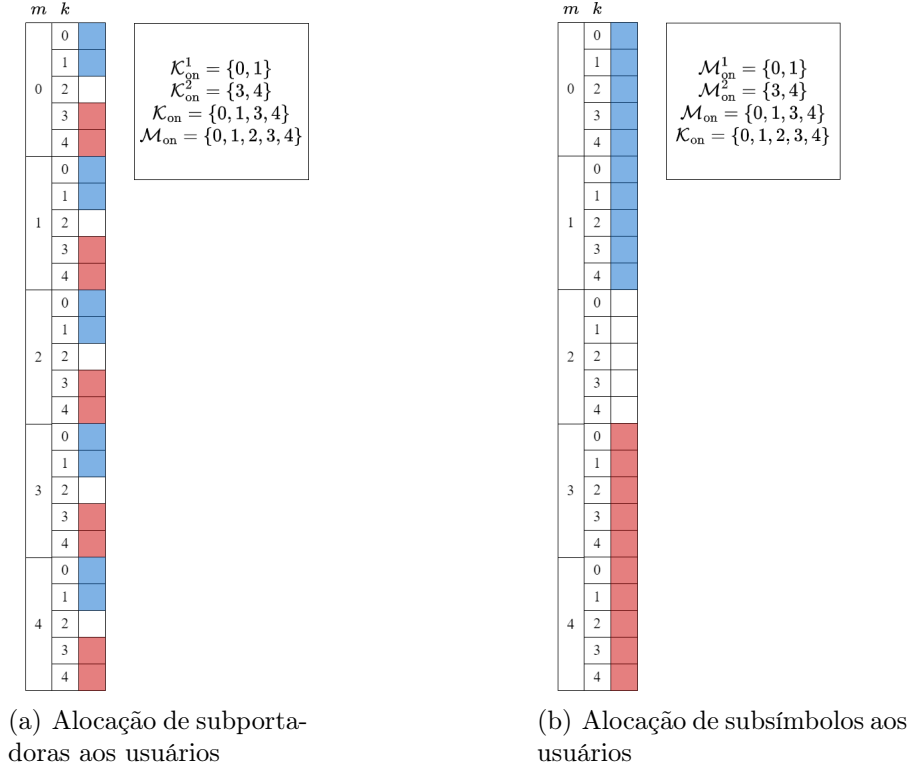


Figura 2: Vetor de símbolos $\mathbf{s}$ considerando um esquema FTN-GFDMA com $M = 5$ subsímbolos, $K = 5$ subportadoras e $U = 2$ usuários.

Além disso, a matriz $\mathbf{A}$, descrita em (8), pode ser definida com base na alocação de recursos de cada usuário. Assim, a coluna de índice $(k + mK)$ da matriz $\mathbf{A}^{(u)}$ é especificada da seguinte forma

$$\mathbf{A}_{(:,(k+mK))}^{(u)} = \begin{cases} \bar{\mathbf{g}}_{k,m} & \text{if } k \in \mathcal{K}_{\text{on}}^{(u)} \text{ and } m \in \mathcal{M}_{\text{on}}^{(u)} \\ \mathbf{0}_{\mathcal{N} \times 1} & \text{otherwise} \end{cases}, \quad (13)$$

onde $\mathbf{0}_{\mathcal{N} \times 1}$ é um vetor coluna de zeros e $\bar{\mathbf{g}}_{k,m}$ é definido conforme (9). Portanto, $\mathbf{A}^{(u)}$ representa a matriz de transmissão esparsa do u -ésimo usuário e $\mathbf{A}$ representa a matriz de transmissão completa, que também pode ser dada por

$$\mathbf{A} = \sum_{u=1}^U \mathbf{A}^{(u)}. \quad (14)$$

A Fig. 3 apresenta os valores absolutos das matrizes (a) $\mathbf{A}^{(1)}$, (b) $\mathbf{A}^{(2)}$ e (c) $\mathbf{A}^{(1)} + \mathbf{A}^{(2)}$, considerando a alocação de subportadoras ilustrada na Fig. 2(a). Além disso, as matrizes foram geradas utilizando o filtro protótipo Dirichlet com os seguintes parâmetros: $\mathcal{S} = 5$, $\mathcal{P} = 4$, $\tau = 0.8$, $\phi = 1$, $K = 5$ e $M = 5$. Como $\tau < 1$, a eficiência espectral é aprimorada e ISI é introduzida no sinal FTN-GFDMA.

2.4 Cenário de *downlink* para o FTN-GFDMA

Na rede FTN-GFDMA, composta por U usuários comunicando-se com uma BS, durante a transmissão de *downlink*, a BS multiplexa os símbolos de dados de todos os usuários em um

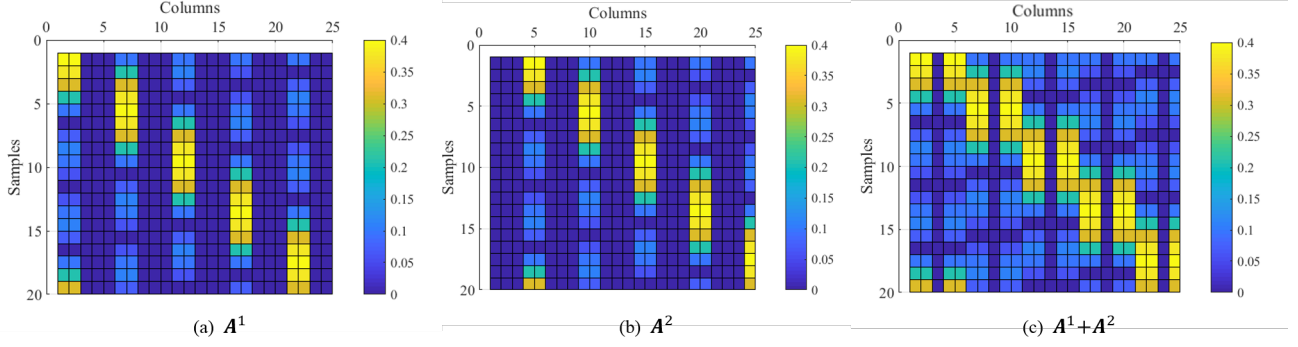


Figura 3: Valor absoluto das matrizes esparsas $\mathbf{A}^{(u)}$ considerando a alocação de subsímbolos com os conjuntos $\mathcal{M}_{\text{on}} = \{0, 1, 2, 3, 4\}$, $\mathcal{K}_{\text{on}} = \{0, 1, 3, 4\}$, $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1, \}$, e $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(2)} = \{3, 4\}$.

único vetor de dados. Assim, o sinal FTN-GFDMA transmitido pela BS é definido por:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{s}, \quad (15)$$

onde $\mathbf{s}$ contém os símbolos de dados de todos os usuários. Considerando uma sincronização perfeita da rede com o relógio da BS e um CP suficientemente longo, o seguinte sinal é recebido no terminal do usuário u :

$$\mathbf{y}^{(u)} = \mathbf{H}^{(u)}\mathbf{A}\mathbf{s} + \mathbf{w}^{(u)}, \quad (16)$$

onde $\mathbf{H}^{(u)}$ representa a matriz circulante da resposta ao impulso do canal entre a BS e o u -ésimo usuário e $\mathbf{w}^{(u)}$ é o vetor AWGN no terminal do usuário u . A Fig. 4 ilustra o esquema FTN-GFDMA de *downlink* assumindo dois usuários.

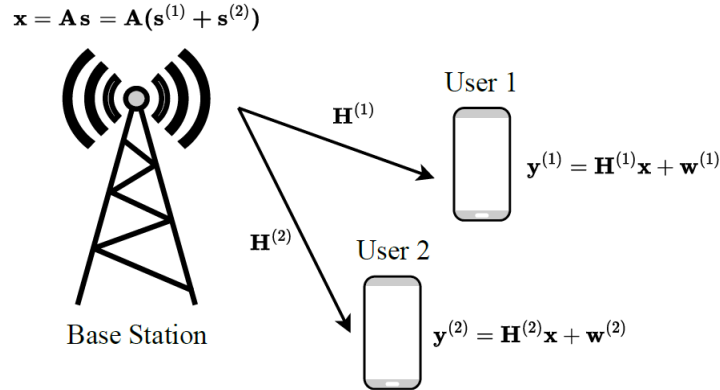


Figura 4: Esquema FTN-GFDMA de *downlink* considerando 2 usuários.

O sinal recebido no terminal do u -ésimo usuário pode ser demodulado de duas maneiras distintas. A primeira consiste em demodular o vetor recebido considerando a matriz MF completa, ou seja, $\mathbf{A}^H$. Nesta abordagem, após a detecção de todos os símbolos, o usuário deve realizar o demapeamento dos recursos para extrair seus dados e descartar o restante. Portanto, dado que a resposta do canal é perfeitamente conhecida no terminal do usuário u , a saída do MF pode ser expressa por

$$\mathbf{r}^{(u)} = \mathbf{A}^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A} \mathbf{s} + \mathbf{A}^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{w}^{(u)} = \mathbf{A}^H \mathbf{A} \mathbf{s} + \bar{\mathbf{w}}^{(u)}, \quad (17)$$

onde $\mathbf{A}^H$ é a matriz MF completa e $\bar{\mathbf{w}}^{(u)} = \mathbf{A}^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{w}^{(u)}$ é o vetor de ruído no terminal do u -ésimo usuário com amostras correlacionadas. No entanto, essa abordagem aumenta a complexidade computacional e diminui a segurança da rede, pois exige que cada usuário detecte todo o vetor de símbolos de dados.

A segunda abordagem implica no uso de um receptor mais complexo, no qual os sinais dos demais usuários são tratados como interferência. Nesse cenário, a demodulação do sinal é realizada considerando a matriz esparsa associada ao usuário u , $\mathbf{A}^{(u)}$. A equação (16) pode ser reescrita da seguinte maneira

$$\mathbf{y}^{(u)} = \underbrace{\mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)}}_{(a)} + \underbrace{\mathbf{H}^{(u)} \sum_{v=1, v \neq u}^U \mathbf{A}^{(v)} \mathbf{s}^{(v)}}_{(b)} + \mathbf{w}^{(u)}, \quad (18)$$

onde o termo (a) representa o sinal desejado do usuário u e o termo (b) é a parcela do sinal que corresponde à soma dos sinais dos demais usuários e $\mathbf{A}^{(v)}$ é a matriz de transmissão esparsa do v -ésimo usuário.

Após a equalização do canal, cada usuário utiliza sua matriz MF esparsa, cujo os pulsos referentes aos pares $(k, m) \notin \mathcal{K}_{\text{on}}^u \times \mathcal{M}_{\text{on}}^u$, relacionados aos demais usuários que compartilham o quadro FTM-GFDMA, são zerados. Portanto, nessa abordagem, a saída do MF do usuário u é definida por

$$\begin{aligned} \mathbf{r}^{(u)} &= \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} \\ &+ \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{H}^{(u)} \sum_{v=1, v \neq u}^U \mathbf{A}^{(v)} \mathbf{s}^{(v)} + \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{w}^{(u)} \\ &= \underbrace{\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)}}_{(a)} + \underbrace{\sum_{v=1, v \neq u}^U \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \mathbf{A}^{(v)} \mathbf{s}^{(v)}}_{(b)} + \underbrace{\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{w}^{(u)}}_{(c)}. \end{aligned} \quad (19)$$

onde o termo (a) representa o sinal desejado do usuário u , o termo (b) corresponde à parcela de IUI e o termo (c) é o vetor de ruído com amostras correlacionadas por $\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1}$.

Nesta abordagem, a falta de conhecimento, por parte do usuário u , dos dados dos outros usuários da rede impede o cancelamento da IUI, causando degradação na BER. No entanto, como cada usuário lida apenas com a detecção de seus próprios símbolos de dados, a complexidade computacional da detecção é reduzida e a segurança da rede é reforçada.

Além disso, se o produto $\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \mathbf{A}^{(v)}$ resultar em uma matriz nula, então as matrizes $\mathbf{A}^{(u)}$ e $\mathbf{A}^{(v)}$ são ortogonais, o que implica na ausência de IUI. Consequentemente, é possível empregar detectores não lineares para a detecção parcial sem afetar a BER, desde que o limite de Mazo seja respeitado [7]. É importante destacar que a IUI que ocorre nos sistemas FTM-GFDMA é consequência da não ortogonalidade da forma de onda FTM-GFDM e não é causada do múltiplo acesso, uma vez que cada recurso é dedicado exclusivamente a um único usuário.

2.5 Cenário de *uplink* para o FTN-GFDMA

Na transmissão de *uplink*, U usuários se comunicam com a BS através de canais sem fio estatisticamente independentes. Similar à transmissão de *downlink*, a alocação de recursos pode ser realizada atribuindo subportadoras ou subsímbolos aos usuários.

Para se comunicar com a BS, cada usuário pode utilizar sua matriz de transmissão esparsa, $\mathbf{A}^{(u)}$, definida em (13). Alternativamente, o usuário pode empregar a matriz de transmissão completa, $\mathbf{A}$, e alocar seus símbolos de dados aos elementos de $\mathbf{s}^{(u)}$ pertencentes a $\mathcal{N}_{\text{on}}^{(u)} = \{n = k + mK, (k, m) \in \mathcal{K}_{\text{on}}^{(u)} \times \mathcal{M}_{\text{on}}^{(u)}\}$, enquanto os demais elementos são definidos como zeros. Dessa forma, o sinal transmitido pelo u -ésimo usuário é dado por

$$\mathbf{x}^{(u)} = \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} = \mathbf{A} \mathbf{s}^{(u)}. \quad (20)$$

Para evitar a autointerferência e a IUI decorrentes dos atrasos de propagação do canal e dos desvios de tempo entre os usuários, o CP deve ser dimensionado para cobrir o atraso de propagação máximo e a diferença no atraso de propagação entre o usuário mais próximo e o mais distante da BS.

Na BS, após a remoção do CP e sob a suposição de um controle de potência perfeito, o sinal recebido na BS é uma sobreposição dos sinais de todos os usuários, o qual pode ser expresso da seguinte forma:

$$y[\nu] = \sum_{u=1}^U e^{j2\pi f_u \nu} * x^u[\nu] + w[\nu], \quad (21)$$

onde f_u representa *Carrier Frequency Offset* (CFO). A sincronização de frequência é mais desafiadora no *uplink* do que no *downlink*, uma vez que, neste cenário, cada usuário gera seu sinal usando seu próprio oscilador local. Como resultado, a BS precisa estimar e compensar todos os CFOs. No entanto, os erros de sincronismo podem ser mitigados quando um *clock* de referência é distribuído para os nós da rede, permitindo a sincronização da rede com o relógio da BS. Sob esta premissa, o sinal recebido na BS é dado por

$$\mathbf{y} = \sum_{u=1}^U \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} + \mathbf{w}. \quad (22)$$

O sinal recebido é demapeado pela BS, possibilitando a equalização e demodulação independentes dos sinais de cada usuário. Portanto, o sinal em (22) pode ser reescrito como

$$\mathbf{y} = \underbrace{\mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)}}_{(a)} + \underbrace{\sum_{v=1, v \neq u}^U \mathbf{H}^{(v)} \mathbf{A}^{(v)} \mathbf{s}^{(v)}}_{(b)} + \mathbf{w}, \quad (23)$$

onde o termo (a) representa a parcela de sinal do usuário u , enquanto o termo (b) corresponde à soma dos sinais dos outros usuários da rede ponderados pelas respectivas respostas ao impulso do canal entre o terminal do usuário e a BS. A Fig. 5 ilustra o esquema de transmissão de *uplink* FTN-GFDMA considerando dois usuários.

Semelhante ao cenário de *downlink*, a IUI é decorrente das propriedades de autointerferência da forma de onda FTN-GFDM. Portanto, se a interferência estiver restrita às subportadoras adjacentes, torna-se possível mitigar a IUI ao utilizar uma subportadora de guarda entre usuários vizinhos. Então, o sinal recebido pode ser demapeado pela BS, permitindo que os sinais de

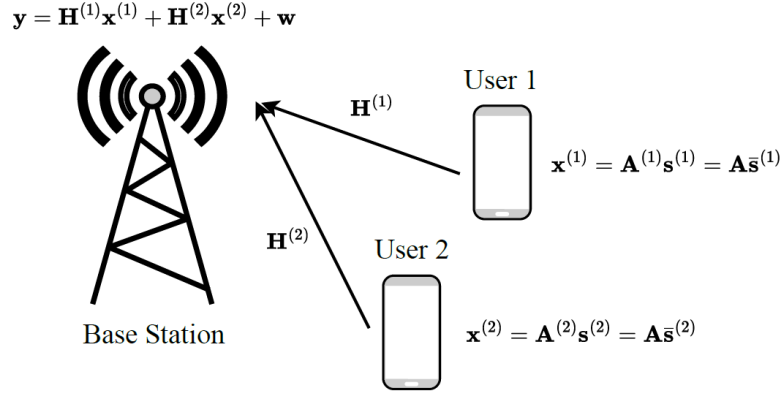


Figura 5: Esquema FTN-GFDMA de *uplink* considerando 2 usuários.

cada usuário sejam equalizados e demodulados de forma independente. Contudo, em um canal multipercurso, o sinal recebido deve ser equalizado e demodulado U vezes para demapear os símbolos de dados de cada usuário. Esse processo é computacionalmente mais complexo para a BS, quando o canal não é AWGN. Assim, o sinal em (22) é demapeado pela BS e o sinal do u -ésimo usuário na saída do MF é dado por

$$\begin{aligned}
 \mathbf{r}^{(u)} &= \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \sum_{u=1}^U \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} + \mathbf{w} \\
 &= \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{H}^{(u)} \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)} \\
 &\quad + \sum_{v=1, v \neq u}^U \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{H}^{(v)} \mathbf{A}^{(v)} \mathbf{s}^{(v)} + \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{w} \\
 &= \underbrace{\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \mathbf{A}^{(u)} \mathbf{s}^{(u)}}_{(a)} + \underbrace{\sum_{v=1, v \neq u}^U \left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{H}^{(v)} \mathbf{A}^{(v)} \mathbf{s}^{(v)}}_{(b)} + \underbrace{\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1} \mathbf{w}}_{(c)},
 \end{aligned} \tag{24}$$

onde o termo (a) é o sinal desejado do usuário u , o termo (b) representa a IUI e o termo (c) é o vetor de ruído com amostras correlacionadas por $\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \left(\mathbf{H}^{(u)} \right)^{-1}$.

No *uplink*, os sinais dos usuários são afetados pelo canal dos demais usuários da rede. Para evitar essa interferência, é necessário que o produto $\left(\mathbf{A}^{(u)} \right)^H \mathbf{A}^{(v)}$ seja nulo. Assim, os sinais dos usuários tornam-se ortogonais e não há perda no desempenho de BER, devido ao canal e à IUI.

2.6 Análise de desempenho

O objetivo desta análise é propor soluções FTN-GFDMA que melhorem a eficiência espectral do sistema, reduzam o custo computacional de detecção e não comprometam o desempenho de BER. Neste contexto, são avaliados o desempenho de BER e a complexidade computacional da detecção nos cenários FTN-GFDMA de *downlink* e *uplink*, considerando o uso de filtros protótipos ortogonais e não ortogonais.

Os parâmetros dos canais empregados nas transmissões FTN-GFDMA estão descritos na Tabela 1. O canal *Time-Variant Frequency-Selective* (TVFS) é composto por quatro *taps*, modelados como variáveis aleatórias gaussianas complexas discretas e independentes, que variam a cada bloco FTN-GFDMA, caracterizando um modelo de desvanecimento por blocos. Essa abordagem possibilita a representação do canal por meio de matrizes circulantes. Os ganhos dos *taps* foram selecionados para assegurar uma resposta em frequência plana por subportadora, mas seletiva quando toda a largura de banda do sinal FTN-GFDMA é considerada. Além disso, assume-se que as respostas ao impulso do canal dos usuários possuem comportamentos médios distintos e que a CSI está disponível no receptor.

Tabela 1: Modelos de canal utilizados em transmissões de *downlink* e *uplink*.

Canal	Resposta ao impulso
AWGN	$h_{\text{AWGN}} = 1$
TVFS	$\mathbf{h}_{\text{TVFS}}^{(1)} = [e^0 h_0 \ e^{-3} h_1 \ e^{-6} h_2 \ e^{-9} h_3]$ $\mathbf{h}_{\text{TVFS}}^{(2)} = [e^0 h_0 \ e^{-4} h_1 \ e^{-8} h_2 \ e^{-12} h_3]$

2.6.1 Cenário de *downlink* com pulso ortogonal

Para avaliar o desempenho de BER no cenário de *downlink*, considerou-se um sistema FTN-GFDMA com sobreposição no domínio da frequência e os parâmetros de sistema listados na Tabela 2. A Fig. 6 mostra a matriz $\mathbf{G} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$ para os parâmetros da Tabela 2. Observa-se que não há ISI na matriz $\mathbf{G}$ da Fig. 6, o que implica na ortogonalidade entre os subsímbolos.

A alocação de subsímbolos aos usuários é realizada para evitar IUI e permitir que os detectores processem apenas a ICI inserida pela sobreposição do sinal na frequência, viabilizando a detecção com matrizes esparsas $\mathbf{A}^{(u)}$. Assim, os subsímbolos $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1\}$ são alocados ao usuário 1, enquanto os subsímbolos $\mathcal{M}_{\text{on}}^{(2)} = \{2, 3\}$ são designados para o usuário 2.

Tabela 2: Parâmetros de sistema usados na transmissão de *downlink* com filtro ortogonal.

Parâmetro	Descrição
Filtro protótipo	rect
Número de períodos ($\mathcal{P}$)	4
Número de amostras por período ($\mathcal{S}$)	5
Fator de sobreposição de tempo (τ)	1
Fator de sobreposição de frequência (ϕ)	0.8
Número de subsímbolos (M)	4
Número de subportadoras (K)	6
Alocação de recursos	Subsímbolos
Conjunto de subportadoras	$\mathcal{K}_{\text{on}}^{(1)} = \mathcal{K}_{\text{on}}^{(2)} = \{0, 1, 2, 3, 4, 5\}$
Conjunto de subsímbolos	$\mathcal{M}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1\}; \mathcal{M}_{\text{on}}^{(2)} = \{2, 3\}$

Essa configuração permite que cada usuário detecte apenas a parcela do sinal correspondente aos seus símbolos de dados, sem causar perda de desempenho de BER devido à IUI. Como resultado, o problema de detecção de sinal pode ser compartilhado entre os usuários, alcançando um aumento de 20% da eficiência espectral e também redução da complexidade computacional.

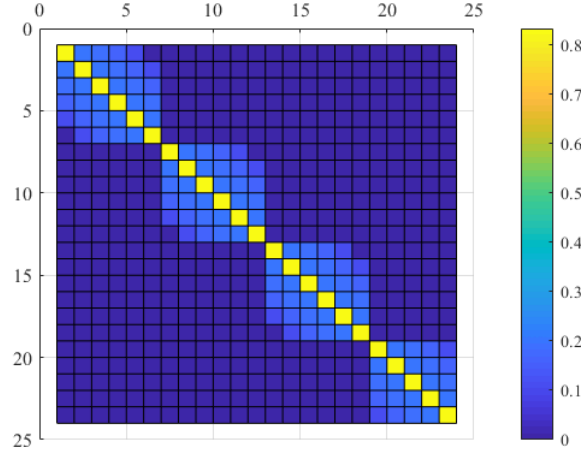


Figura 6: Matriz $\mathbf{G}$ considerada na transmissão *downlink*.

Tabela 3: Comparação de complexidade entre detecção de usuário único e detecção conjunta com filtro ortogonal, utilizando detectores ML, SD e SSSgbKSE.

Detector	Parcial	Conjunta
ML	$9.8222 \times 10^6 + 9.8222 \times 10^6$	1.5781×10^{11}
SD (limite superior)	$9.1752 \times 10^5 + 9.1752 \times 10^5$	7.7846×10^9
SSSgbKSE ($\bar{K} = 6$)	$3.9440 \times 10^3 + 3.9440 \times 10^3$	1.7384×10^4
SD (limite inferior)	$1.6080 \times 10^3 + 1.6080 \times 10^3$	6.0960×10^3

Os detectores não lineares ML, SD e SSSgbKSE podem ser utilizados para recuperar os símbolos de dados de cada usuário individualmente, sem causar perdas significativas de BER [6, 8, 9]. Essa abordagem é particularmente atrativa em sistemas que exigem detectores exponencialmente complexos, como ML e SD (pior caso), conforme indicado na Tabela 3 ¹.

Finalmente, a Fig. 7 mostra o desempenho de BER do esquema FTN-GFDMA de *downlink* proposto usando pulso ortogonal no (a) canal AWGN e no (b) canal TVFS. Devido à ortogonalidade entre os subsímbolos, não há perda de desempenho quando a detecção parcial é empregada, uma vez que o detector precisa lidar apenas com a ICI causada pela sobreposição de frequência.

2.6.2 Cenário de *downlink* com pulso não ortogonal

O desempenho do cenário FTN-GFDMA de *downlink* também é avaliado utilizando o filtro protótipo *Raised-Cosine* (RC) e os parâmetros de sistema especificados na Tabela 4. Além da ISI decorrente da sobreposição temporal, o sinal FTN-GFDMA é também afetado pela ICI, devido à natureza não ortogonal do filtro RC. Isso resulta na perda da ortogonalidade entre subsímbolos e subportadoras.

A Fig. 8 mostra os valores absolutos das matrizes $\mathbf{G}$ geradas com base nos parâmetros listados na Tabela 4. Na Fig. 8(a), $\mathbf{G} = \mathbf{A}^H \mathbf{A}$ representa a matriz completa usada na detecção conjunta. Por outro lado, na Fig. 8(b), a matriz $\mathbf{G}$ é derivada a partir de matrizes espar-

¹As expressões de complexidade em termos de *Floating-Point Operations* (FLOPs) usadas na Tabela 3 podem ser encontradas em [11].

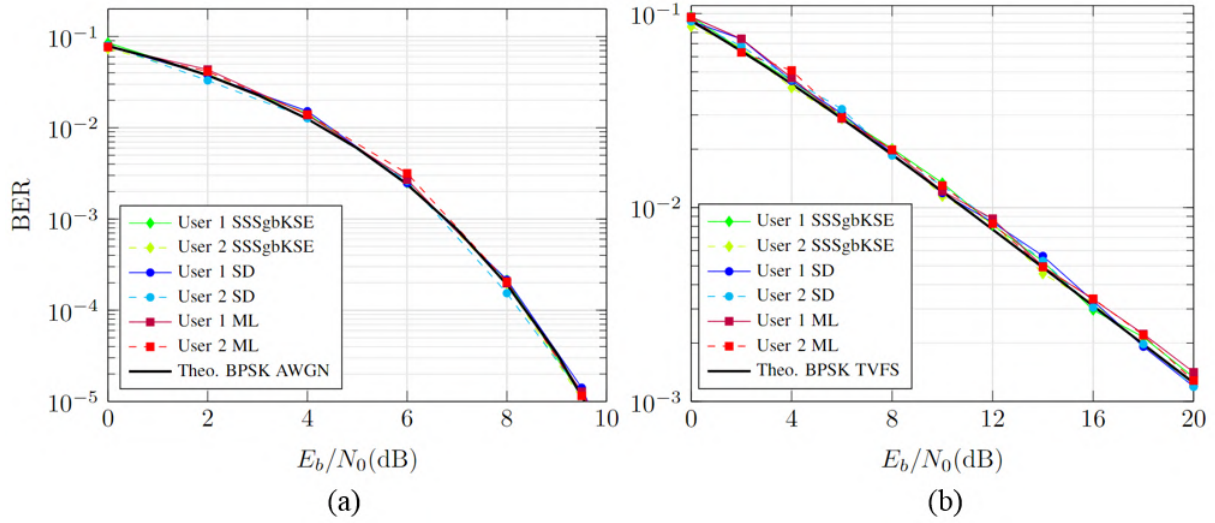


Figura 7: Desempenho de BER para transmissão de *downlink* considerando pulso ortogonal (rect) e detecção de usuário único baseada em matrizes esparsas. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.

Tabela 4: Parâmetros de sistema utilizados na transmissão de *downlink* com filtro não ortogonal.

Parâmetro	Descrição
Filtro protótipo	RC $\alpha = 0.2, 0.5, 0.8$
Número de períodos ($\mathcal{P}$)	4
Número de amostras por período ($\mathcal{S}$)	5
Fator de sobreposição de tempo (τ)	0.8
Fator de sobreposição de frequência (ϕ)	1
Número de subsímbolos (M)	5
Número de subportadoras (K)	5
Alocação de recursos	Subportadoras
Conjunto de subportadoras	$\mathcal{K}_{\text{on}}^1 = \{0, 1, 2\}; \mathcal{K}_{\text{on}}^2 = \{3, 4\}$
Conjunto de subsímbolos	$\mathcal{M}_{\text{on}}^1 = \mathcal{M}_{\text{on}}^2 = \{0, 1, 2, 3, 4\}$

sas $\left(\mathbf{A}^{(1)}\right)^H \mathbf{A}^{(1)} + \left(\mathbf{A}^{(2)}\right)^H \mathbf{A}^{(2)}$, representando a soma das matrizes de detecção parcial dos usuários. A comparação das duas figuras revela que as matrizes não são idênticas, com alguns elementos iguais a zero na Fig. 8(b). Essa diferença caracteriza a IUI, que não é considerada na detecção parcial e resulta em perda de BER, conforme observado na Fig. 9. Portanto, para evitar esse problema, é essencial considerar a detecção conjunta.

A Fig. 10 mostra o desempenho de BER para os mesmos parâmetros de sistema mostrados na Tabela 4, porém com detecção conjunta (Fig. 8(a)). Contudo, é importante observar que a detecção conjunta acarreta em um aumento na complexidade computacional. Por esse motivo, o detector SD é empregado para obter um desempenho próximo ao ótimo, mas com menor complexidade em comparação ao ML, conforme evidenciado na Tabela 5.

Desta forma, diferentes configurações dos parâmetros do sistema FTN-GFDMA podem ser empregadas no *downlink*, resultando em diferentes matrizes $\mathbf{G}$ e padrões de ISI/ICI. Ao considerar a detecção de todo o vetor de símbolos, é possível mitigar a ISI/ICI de forma que

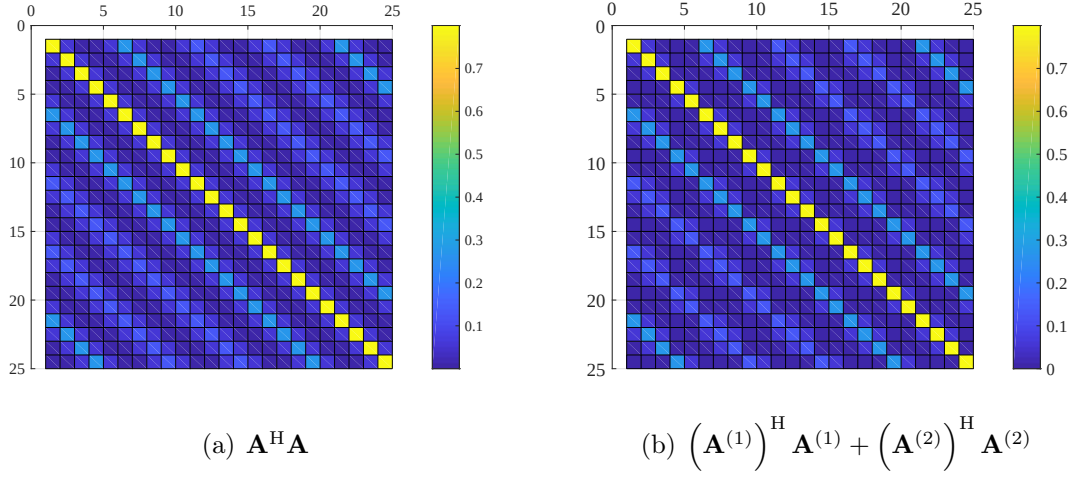


Figura 8: Matrizes $\mathbf{G}$ considerando (a) detecção conjunta e (b) detecção de usuário único.

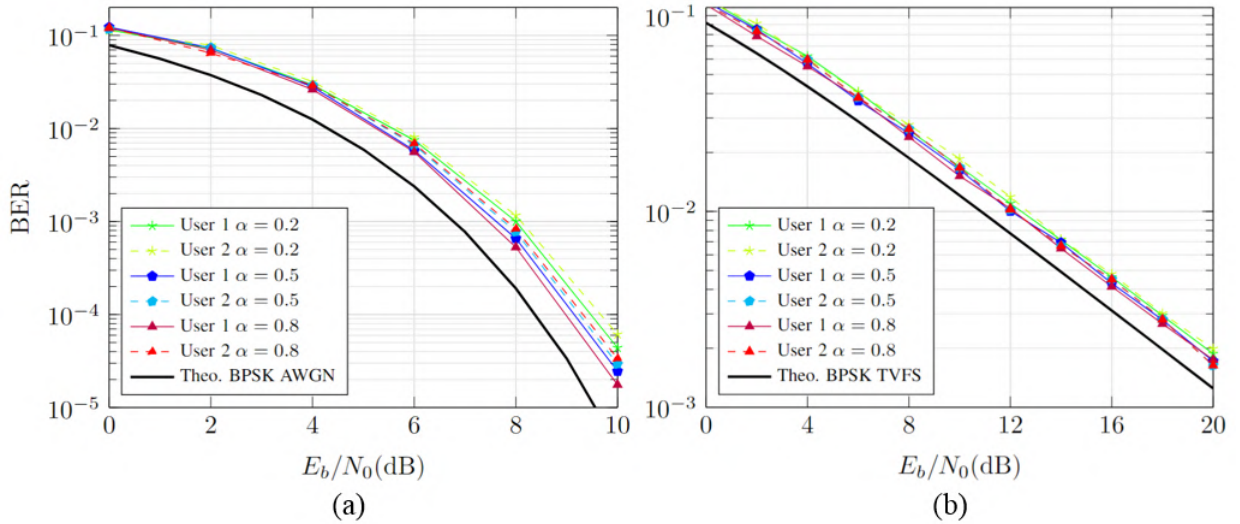


Figura 9: Desempenho de BER para transmissão de *downlink* considerando pulso não ortogonal (RC) e detecção baseada em matrizes esparsas. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.

cada usuário possa detectar corretamente seus dados. Sob essa condição, a combinação do FTN-GFDM com MA pode proporcionar um aumento na eficiência espectral de até 50%. Entretanto, a detecção conjunta dos símbolos acarreta em uma complexidade maior do que a detecção parcial.

2.6.3 Cenário de *uplink* com pulso ortogonal

O desempenho em termos de BER também é avaliado para o sistema FTN-GFDMA de *uplink* com compressão no domínio do tempo e uso do pulso Dirichlet. Nessa configuração, a ortogonalidade entre as subportadoras é garantida, resultando apenas na introdução de ISI devido à compressão temporal. A alocação de subportadoras aos usuários permite a detecção parcial dos dados sem degradação da BER, desde que o detector na BS seja capaz de lidar adequadamente com a ISI. A Fig. 11 mostra a matriz $\mathbf{G}$ do sistema em questão. As subportadoras $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(1)} = \{0, 1, 2\}$ são atribuídas ao usuário 1, enquanto as subportadoras $\mathcal{K}_{\text{on}}^{(2)} = \{3, 4\}$ são

Tabela 5: Comparação de complexidade entre detecção de usuário único e detecção conjunta com filtro não ortogonal, utilizando detectores ML e SD.

Detector	Parcial	Conjunta
ML	$1.2183 \times 10^8 + 1.7183 \times 10^6$	3.4219×10^{11}
SD (limite superior)	-	1.6240×10^{10}
SD (limite inferior)	-	6.6000×10^3

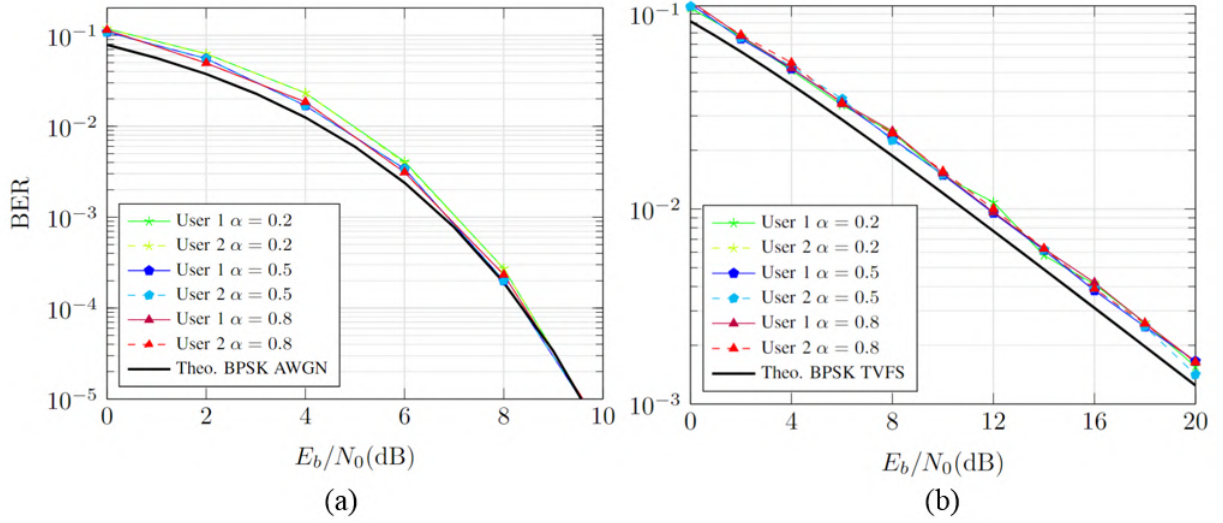


Figura 10: Desempenho de BER para transmissão de *downlink* considerando pulso não ortogonal (RC) e detecção conjunta. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.

atribuídas para o usuário 2.

Em particular, a matriz $\mathbf{G}$ mostrada na Fig. 11 é uma matriz idempotente devido aos parâmetros considerados na forma de onda FTM-GFDM. Em álgebra, uma matriz é idempotente se e somente se $\mathbf{G} = \mathbf{G}^H \mathbf{G}$. Além disso, a matriz idempotente é semidefinida positiva e singular e, portanto, possui determinante nulo. Nesse caso, sempre há uma decomposição de Cholesky, mas que pode não ser única. Por isso, a decomposição de Cholesky deve ser substituída pela decomposição QR.

A Fig. 12 mostra a BER do sistema de *uplink* proposto. Ao aplicar a decomposição QR nas matrizes esparsas $\mathbf{G}^u = \left(\mathbf{A}^{(u)}\right)^H \mathbf{A}^{(u)}$ e dividir as amostras de cada usuário na saída do MF, o SD é capaz de detectar os dados de cada usuário separadamente, sem perda de BER e com menor complexidade, devido à redução das dimensões do problema. O desempenho de BER dos detectores ML e SSSgbKSE também são mostrados na Fig. 12.

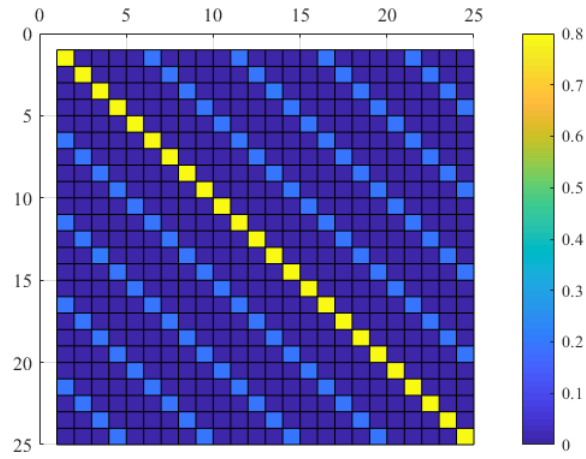


Figura 11: Matriz $\mathbf{G}$ considerada na transmissão *uplink*.

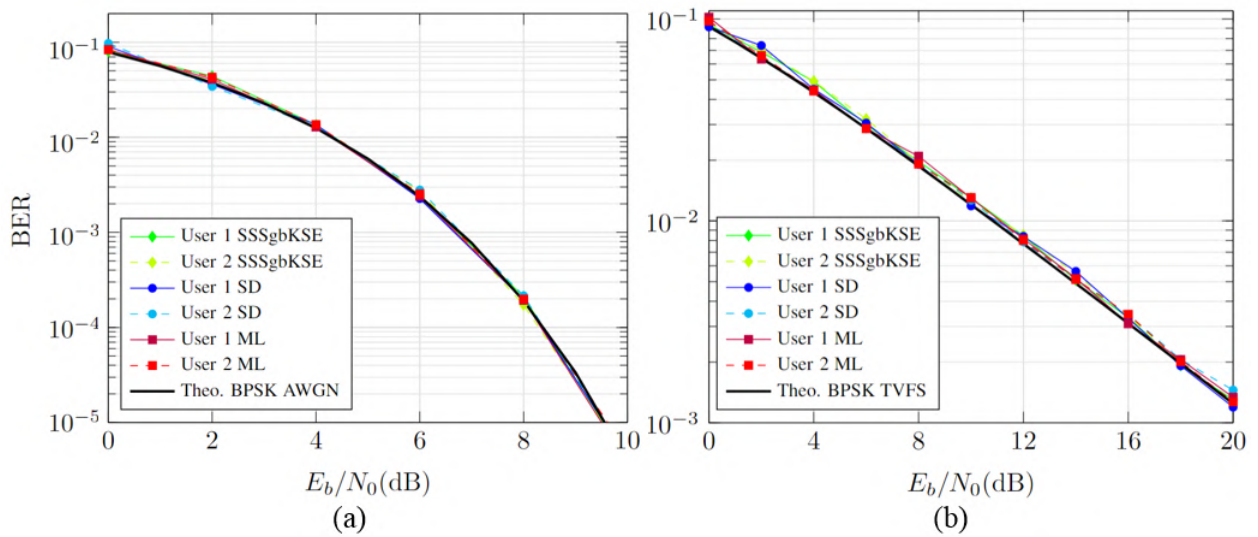


Figura 12: Desempenho de BER para transmissão de *uplink* considerando pulso ortogonal (Dirichlet) e detecção parcial. (a) Canal AWGN. (b) Canal TVFS.

3 *Sparse Code Multiple Access* em Sistemas FTN-GFDM

3.1 Introdução

O SCMA é uma promissora técnica de *Non-Orthogonal Multiple Access* (NOMA), na qual $\mathcal{C}$ usuários podem compartilhar $\mathcal{U} < \mathcal{C}$ recursos de tempo-frequência com base em diferentes palavras-código esparsas que pertencem a diferentes *codebooks*. Cada *codebook* representa uma camada de acesso atribuída a um usuário na interface de rádio. A esparsidade dos códigos reduz as colisões entre as camadas (usuários) para um dado recurso de tempo-frequência. Essa propriedade possibilita o desenvolvimento de um detector *Message Passing Algorithm* (MPA) quase ótimo, com complexidade aceitável.

Recentemente, os autores em [12] combinaram as técnicas SCMA e GFDM, analisando o desempenho de *Symbol Error Rate* (SER) do esquema resultante em diferentes modelos de canal. No receptor SCMA-GFDM, utilizaram duas abordagens diferentes: a primeira empregou o equalizador de canal *block expectation propagation* (BEP) com MUD baseado em SPA, enquanto a segunda combinou o equalizador BEP com um *simplified multi-user detection* (SMUD). O SMUD proposto reduziu consideravelmente a complexidade do receptor, embora tenha acarretado em perda no desempenho de BER.

Neste contexto, o SCMA pode ser combinado com a forma de onda FTN-GFDM para aumentar a capacidade total e a eficiência espectral do sistema. Para alcançar um bom desempenho em termos de BER, é necessário empregar um receptor baseado em equalização suave, como o SD suave, juntamente com um algoritmo MUD baseado em SPA. No entanto, essa abordagem resulta em um aumento significativo de complexidade no receptor.

3.2 SCMA e FTN-GFDM

O codificador SCMA realiza o mapeamento de $\mathcal{Q} = \log_2(J)$ bits, onde J é o número de símbolos QAM, em uma palavra-código complexa pré-definida com $\mathcal{U}$ dimensões. Cada palavra-código contida no *codebook* é um vetor esparsamente preenchido, com $\mathcal{Q} < \mathcal{U}$ elementos não nulos.

Cada camada SCMA consiste em um *codebook* que um usuário na interface de rádio utiliza para codificar seus dados, que serão distribuídos a um conjunto de $\mathcal{U}$ recursos. Portanto, esse *codebook* pode ser representado por uma matriz $J \times \mathcal{U}$, na qual cada linha corresponde a uma palavra-código que representa uma sequência de $\mathcal{Q}$ bits.

Esse procedimento é equivalente a espalhar um símbolo QAM sobre $\mathcal{U}$ elementos de recurso. O esquema SCMA é composto por $\mathcal{C} < \mathcal{U}$ camadas (usuários) e cada camada possui um *codebook* específico. O número de camadas é determinado por

$$\mathcal{C} = \binom{\mathcal{U}}{\mathcal{Q}}. \quad (25)$$

O fator de sobrecarga, definido como

$$\lambda = \frac{\mathcal{C}}{\mathcal{U}}, \quad (26)$$

representa o grau de sobreposição entre as diferentes camadas de usuários no domínio tempo-frequência. Portanto, quanto maior o valor de λ , maior a quantidade de usuários compartilhando os recursos, o que pode levar a uma maior eficiência espectral. No entanto, isso também pode aumentar a probabilidade de colisões e interferências entre as camadas.

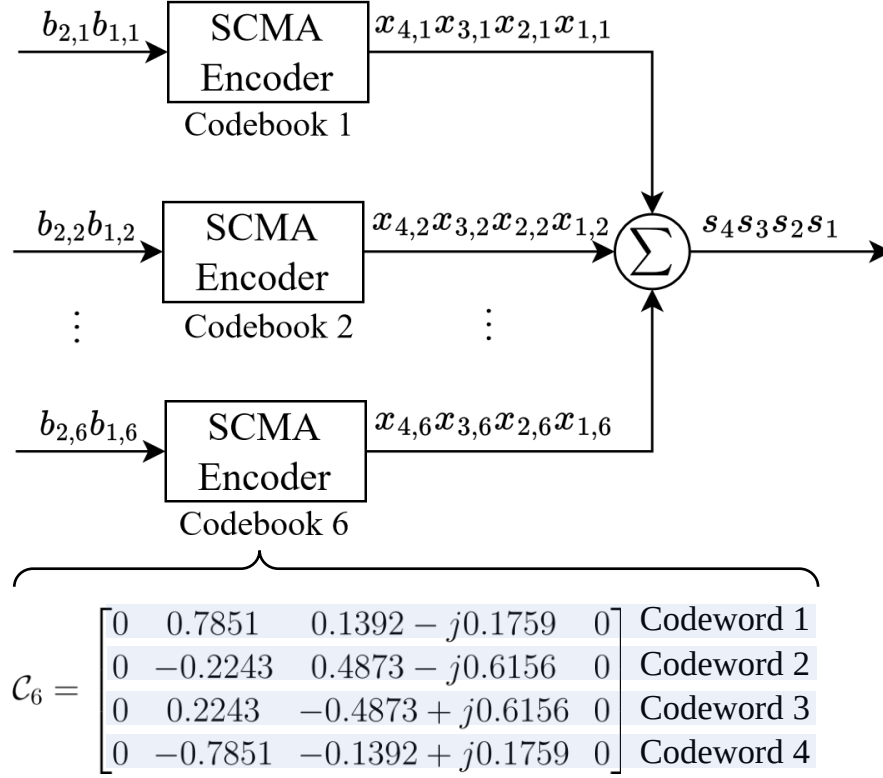


Figura 13: Diagrama de blocos do transmissor SCMA multiusuário.

A Fig.13 ilustra um codificador SCMA multiusuário de *downlink* e um exemplo de *codebook*, assumindo $\mathcal{Q} = 2$, $\mathcal{U} = 4$ e $\mathcal{C} = 6$. Os bits destinados aos usuários são mapeados em palavras-código x_{uc} , as quais quando combinadas, resultam no sinal SCMA $\mathbf{s}$ expresso por

$$s_u = \sum_{c \in \varphi(u)} x_{u,c}, \quad (27)$$

onde $\varphi(u)$ representa o conjunto de todas as camadas que colidem no u -ésimo recurso de tempo-frequência. É importante ressaltar que o conjunto de recursos utilizados pela camada c é representada por $\gamma(c)$.

No sistema SCMA-FTN-GFDM como $N \gg \mathcal{U}$, onde $N = KM$, assume-se a existência de $N/\mathcal{U}$ codificadores SCMA paralelos, cada um com $\mathcal{C}$ *codebooks* e, portanto, $\mathcal{C}$ camadas (usuários). Além disso, todos os codificadores SCMA utilizam o mesmo conjunto de *codebooks*.² A Fig. 14 apresenta o diagrama de blocos do transmissor SCMA-FTN-GFDM.

A i -ésima sequência SCMA, $\mathbf{s}_i = [s_1^i, s_2^i, s_3^i, s_4^i]^T$, utiliza $\mathcal{U} = 4$ recursos de tempo-frequência FTN-GFDM. Todas as sequências são empilhadas em um vetor $\mathbf{d} = [\mathbf{s}_1, \mathbf{s}_2, \dots, \mathbf{s}_{N/U}]^T$.

Em seguida, o vetor de símbolos de dados SCMA, $\mathbf{d}$, é multiplicado pela matriz de transmissão FTN-GFDM $\mathbf{A}$, dada por (8), resultando no vetor de transmissão SCMA-FTN-GFDM, dado por

$$\mathbf{z} = \mathbf{A}\mathbf{d}, \quad (28)$$

onde $\mathbf{z}$ é o sinal transmitido SCMA-FTN-GFDM.

²Os *codebooks* SCMA estão disponíveis em [12].

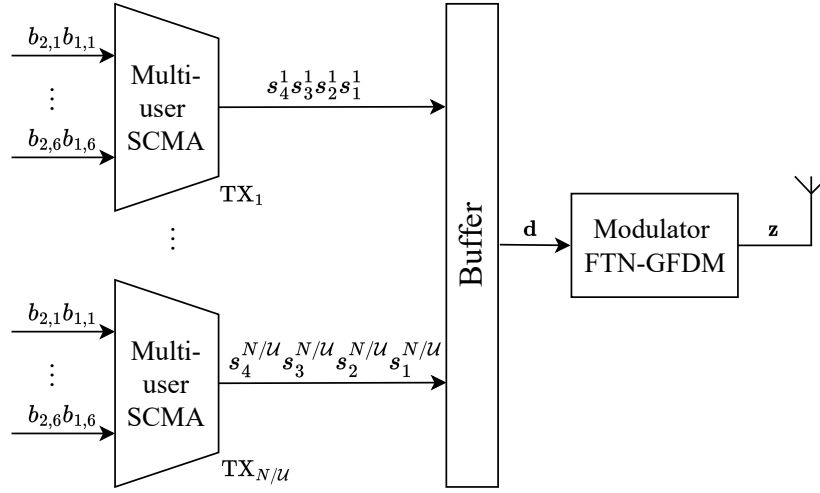


Figura 14: Diagrama de blocos do transmissor SCMA-FTN-GFDM.

Para garantir a ortogonalidade entre as diferentes sequências de transmissão SCMA, é necessário que as subportadoras e os subsímbolos do FTN-GFDM sejam ortogonais, ou seja, $v_t = 1$ e $v_f = 1$, além do filtro protótipo ser ortogonal. No entanto, o FTN-GFDM viola o princípio da ortogonalidade para aumentar a eficiência espectral, o que resulta em ISI e ICI.

Um CP é adicionado ao sinal FTN-GFDM no lado do transmissor e removido no lado do receptor. O sinal recebido após a remoção do CP é dado por

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{z} + \mathbf{w} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}. \quad (29)$$

Primeiramente, o receptor deve eliminar a interferência causada pelo FTN-GFDM para evitar a degradação da BER. Como detectores não lineares são capazes de desacoplar as subportadoras e os subsímbolos FTN-GFDM, o decodificador SCMA precisa tratar apenas da interferência multiusuário. O algoritmo SPA pode ser aplicado a cada *cluster* para decodificar as palavras-código SCMA. Portanto, o receptor multiusuário é composto por dois blocos principais: o detector FTN-GFDM e o decodificador SCMA. O receptor proposto SCMA-FTN-GFDM é ilustrado na Figura 15.

O SD de saída suave³ é um detector FTN-GFDM não-linear que pode ser implementado para fornecer as probabilidades a posteriori dos símbolos recebidos ao MUD. O vetor $\mathbf{y}'$ entregue pelo SD suave contém as estimativas *Log-Likelihood Ratios* (LLRs) de $\hat{\mathbf{d}}$, que posteriormente são usadas pelo MUD para recuperar as informações das camadas de cada *cluster*.

O MUD baseado no algoritmo SPA pode ser empregado para decodificar os símbolos de dados de todas as camadas (usuários) SCMA, e seu desempenho em termos de BER é quase ótimo. Na próxima subseção, serão apresentados os princípios do algoritmo SPA.

3.3 MUD SCMA baseado em SPA

O SPA é um decodificador baseado em MPA que utiliza a representação de grafos de fatores. Esse tipo de algoritmo é amplamente empregado na literatura de aprendizado de máquina para estimar probabilidades marginais em grafos de fatores [13, 14]. Dessa forma, os grafos de fatores representam a relação entre um conjunto de variáveis em um modelo probabilístico.

³O algoritmo SD de saída suave está descrito no Relatório 2 da Fase II da Atividade 3.1 - Tecnologias Habilitadoras e Estudo Exploratório de Algoritmos para Camada física e de Enlace para Redes 6G.

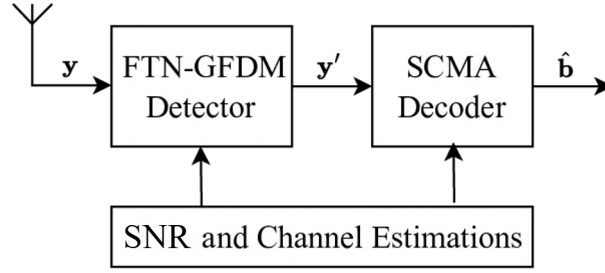


Figura 15: Diagrama de blocos do receptor multiusuário SCMA-FTN-GFDM.

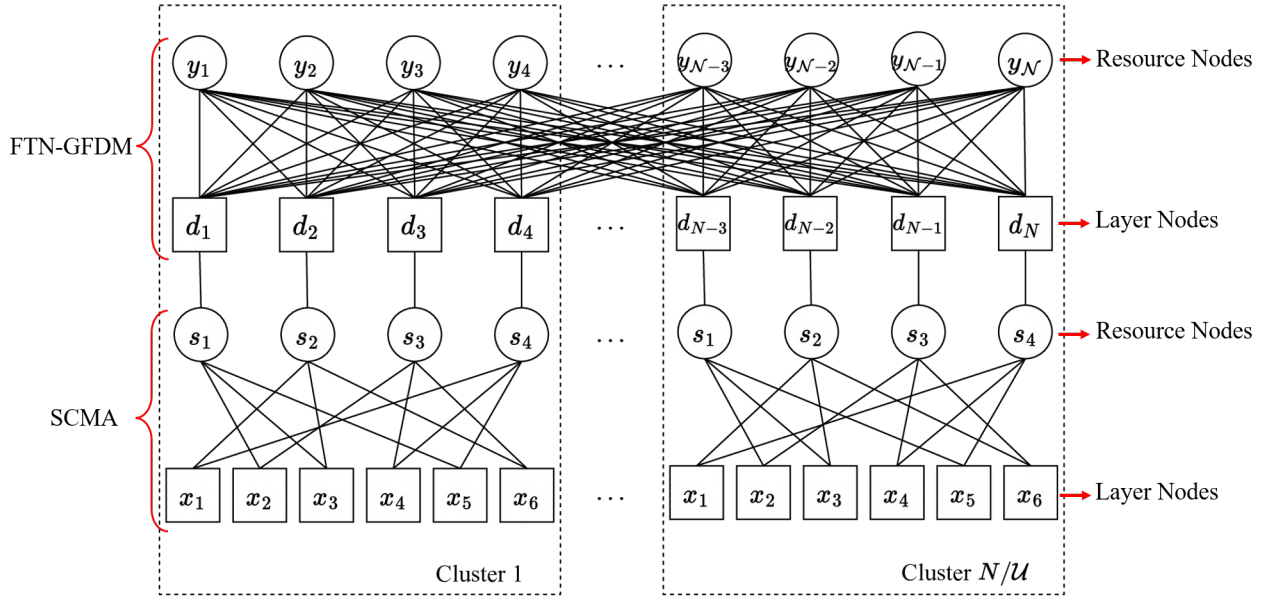


Figura 16: Grafo de fator SCMA-FTN-GFDM.

O grafo de fatores é definido como um grafo bipartido que contém nós de camada e recursos. Neste contexto, os nós de recursos são representados por círculos e os nós de camada por quadrados. Além disso, cada ligação entre nós de camada e nós de recursos representa a interação entre eles. A Fig. 16 ilustra o grafo de fatores do SCMA-FTN-GFDM para os parâmetros $\mathcal{U} = 4$, $\mathcal{Q} = 2$ e $J = 4$. Devido à ausência de ortogonalidade no sinal FTN-GFDM, as subportadoras e os subsímbolos interagem entre si. Como consequência, as conexões entre os nós y_ν e d_n são ponderadas pela matriz $\mathbf{H}\mathbf{A}$ e o número de conexões é determinado pelas propriedades dessas matrizes.

Portanto, é imprescindível empregar um detector não linear capaz de desacoplar as subportadoras e os subsímbolos. Dessa forma, o decodificador SPA lida exclusivamente com a interferência multiusuário. Cada *cluster* de $\mathcal{U}$ amostras deve ser submetido a um detector SCMA implementado com o algoritmo SPA.

A relação entre s_u e x_{uc} é representada na Fig. 16, onde os nós de recurso de um determinado *cluster* representam a n -ésima amostra complexa do sinal s_u , enquanto os nós de camada representam a palavra-código $\mathbf{x}_c$ recebida do c -ésimo usuário [12].

Considerando que o grafo de fatores e o CSI são conhecidos no receptor, o decodificador SPA pode extrair os dados de cada usuário. Assim, a mensagem transmitida de um nó de

recurso s_u para um nó de camada $\mathbf{x}_c$ na t -ésima iteração é dada por [12]

$$m_{s_u \rightarrow \mathbf{x}_c}^{(t)}(\mathbf{x}_c) = \sum_{\mathbf{x}_i | i \in \varphi(u) \setminus c} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left(-\frac{1}{2\sigma^2} \|y_u - \tilde{H}_{u,u}s_u\|^2 \right) \right\} \prod_{i \in \varphi(u) \setminus c} m_{\mathbf{x}_i \rightarrow s_u}^{(t-1)}(\mathbf{x}_i). \quad (30)$$

Aqui, $\varphi(u) \setminus c$ representa o conjunto de nós de camada conectados a s_u , excluindo o nó c . A mensagem transmitida do nó de camada $\mathbf{x}_c$ para o nó de recurso s_u na t -ésima iteração é dada por [12]

$$m_{\mathbf{x}_c \rightarrow s_u}^{(t)}(\mathbf{x}_c) = \prod_{i \in \gamma(c) \setminus u} m_{s_i \rightarrow \mathbf{x}_c}^{(t-1)}(\mathbf{x}_c), \quad (31)$$

onde $\gamma(c) \setminus u$ é o conjunto de nós de recurso conectados a $\mathbf{x}_c$, excluindo o nó u . Após τ iterações, a distribuição de probabilidade marginal não normalizada de cada nó de camada é dada por

$$p(\mathbf{x}_c) = \prod_{u \in \varphi(c)} m_{s_u \rightarrow \mathbf{x}_c}^{(\tau)}(\mathbf{x}_c). \quad (32)$$

O critério *Maximum A Posteriori* (MAP) é utilizado para estimar cada usuário. Portanto, a palavra-código mais provável de ter sido transmitida, $\mathbf{x}_c$, é utilizada para definir o símbolo J -QAM do c -ésimo usuário do *cluster*.

Como o detector FTN-GFDM é um equalizador suave ou probabilístico que fornece as probabilidades posteriores dos símbolos recebidos, as mensagens dos nós de camada para os nós de recurso devem ser inicializadas com a saída do detector em (30) na primeira iteração do algoritmo.

A complexidade do SPA pode ser definida como $\mathcal{O}(J^\theta)$, onde J^θ é o tamanho do alfabeto de constelação e θ é o número de conexões no nó de recurso. Assim, a complexidade associada a cada nó de recurso é $\mathcal{O}(J^\theta)$. Considerando todos os $\mathcal{U}$ nós de recurso em um *cluster*, o número de iterações τ e todos os $N/\mathcal{U}$ *clusters*, a complexidade geral do decodificador baseado em SPA é $\mathcal{O}(\tau N J^\theta)$.

Como mencionado anteriormente, é necessário desacoplar as subportadoras e subsímbolos dentro do bloco FTN-GFDM antes de realizar a detecção multiusuário utilizando o SPA. Assim, a complexidade do SD suave, responsável pelo desacoplamento das subportadoras, somada à complexidade do SPA, torna-se proibitiva. Devido à sobreposição das palavras-códigos de diferentes usuários em cada subportadora e à relação de auto-interferências entre as subportadoras e subsímbolos FTN-GFDM, o espaço de busca do algoritmo SD torna-se proibitivamente extenso. Portanto, a combinação do FTN-GFDM com SCMA, embora seja válida, pode não ser considerada uma opção atrativa devido à sua complexidade na detecção.

4 Conclusão

As técnicas de MA permitem que diferentes usuários utilizem o espectro de radiofrequência simultaneamente, resultando em alta capacidade do sistema de comunicação móvel. No entanto, os recursos disponíveis devem ser alocados para vários usuários sem degradar severamente o desempenho do sistema.

A forma de onda não ortogonal FTN-GFDM pode ser combinada com MA para melhorar a eficiência espectral sem comprometer o desempenho de BER. Os recursos de tempo e frequência devem ser alocados aos usuários com base na ortogonalidade presente em **G**, permitindo que os usuários realizem a detecção parcial de seus dados. No entanto, caso não haja ortogonalidade entre subsímbolos e subportadoras, a detecção conjunta, ou seja, detecção de todo o bloco FTN-GFDM, deve ser considerada. Isto permite ao SD mitigar toda a ISI/ICI inserida pelo FTN-GFDM e extrair os símbolos de dados atribuídos a cada usuário. O FTN-GFDMA pode melhorar a eficiência espectral mantendo o desempenho de BER com complexidade de detecção acessível.

Em cenários onde há necessidade de aumentar ainda mais a capacidade e eficiência espectral do sistema, as técnicas NOMA surgem como uma solução promissora, permitindo que os usuários dentro de uma célula compartilhem os mesmos recursos. Entre as estratégias NOMA recentemente propostas, o SCMA tem recebido atenção da comunidade científica devido às suas propriedades e ao seu desempenho de BER em canais de comunicação sem fio.

Conforme discutido neste relatório além da separação de fontes realizada pelo MUD, o receptor deve cancelar a interferência causada pela interação entre subportadoras e subsímbolos dentro do bloco FTN-GFDM. Uma alternativa é utilizar o SD de saída suave para mitigar a auto-interferência, seguido do algoritmo SPA para separar as camadas SCMA, determinando uma referência para o desempenho do sistema. Embora essa abordagem seja válida, seu custo computacional não pode ser superado na prática. Isso ocorre porque o espaço de sinais e, consequentemente, a árvore de busca do algoritmo SD tornam-se proibitivamente extensos.

Próximos passos envolvem o estudo de maneiras de reduzir a complexidade do receptor SCMA-FTN-GFDM. Assim como o estudo outras abordagens NOMA, que quando combinadas com FTN-GFDM, leve a uma complexidade de recepção aceitável.

Referências

- [1] C. D. Alwis, A. Kalla, Q.-V. Pham, P. Kumar, K. Dev, W.-J. Hwang, e M. Liyanage, “Survey on 6G frontiers: Trends, applications, requirements, technologies and future research,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, v. 2, p. 836–886, 2021.
- [2] S. Chen, Y.-C. Liang, S. Sun, S. Kang, W. Cheng, e M. Peng, “Vision, requirements, and technology trend of 6G: How to tackle the challenges of system coverage, capacity, user data-rate and movement speed,” *IEEE Wireless Communications*, v. 27, n. 2, p. 218–228, 2020.
- [3] W. Jiang, B. Han, M. A. Habibi, e H. D. Schotten, “The road towards 6G: A comprehensive survey,” *IEEE Open Journal of the Communications Society*, v. 2, p. 334–366, 2021.
- [4] N. Michailow e G. Fettweis, “Low peak-to-average power ratio for next generation cellular systems with generalized frequency division multiplexing,” in *2013 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems*, 2013, p. 651–655.
- [5] L. Mendes, N. Michailow, M. Matthé, I. Gaspar, D. Zhang, e G. Fettweis, *GFDM: Providing Flexibility for the 5G Physical Layer: A Research and Development Perspective*. Springer, May 2016.
- [6] M. Mello, L. Mendes, e T. Barbosa, “Spectrum efficient GFDM based on faster than Nyquist signaling,” *JCIS*, v. 35, n. 1, p. 349–356, Dec 2020.
- [7] J. E. Mazo, “Faster-than-Nyquist signaling,” *The Bell System Technical Journal*, v. 54, n. 8, p. 1451–1462, Oct 1975.
- [8] E. Bedeer, H. Yanikomeroglu, e M. H. Ahmed, “Reduced complexity optimal detection of binary faster-than-Nyquist signaling,” in *International Conference on Communications (ICC)*, May 2017, p. 1–6.
- [9] E. Bedeer, M. H. Ahmed, e H. Yanikomeroglu, “A very low complexity successive symbol-by-symbol sequence estimator for faster-than-Nyquist signaling,” *IEEE Access*, v. 5, p. 7414–7422, 2017.
- [10] J. B. Anderson, F. Rusek, e V. Öwall, “Faster-than-Nyquist signaling,” *Proceedings of the IEEE*, v. 101, n. 8, p. 1817–1830, Aug 2013.
- [11] M. B. Mello e L. L. Mendes, “Low-complexity detection algorithms applied to FTN-GFDM systems,” *IEEE Access*, v. 10, p. 101 683–101 696, 2022.
- [12] G. P. Aquino e L. L. Mendes, “Sparse code multiple access on the generalized frequency division multiplexing,” *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, v. 2020, n. 1, p. 1–14, 2020.
- [13] H.-A. Loeliger, “An introduction to factor graphs,” *IEEE Signal Processing Magazine*, v. 21, n. 1, p. 28–41, 2004.
- [14] F. R. Kschischang, B. J. Frey, e H.-A. Loeliger, “Factor graphs and the sum-product algorithm,” *IEEE Trans. Inf. Theory*, v. 47, p. 498–519, 2001.