

Análise de Desempenho de Sistemas MIMO GFDM Cooperativo com Protocolo AF

Brena Kelly S. Lima e C. Alexandre R. Fernandes

Resumo— Este artigo apresenta uma análise de desempenho de um sistema MIMO (*Multiple Input Multiple Output*) GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) Cooperativo com *relay AF* (*Amplify and Forward*) e amplificador de potência PA na fonte. Este trabalho tem como contribuições a formulação do ganho variável no *relay AF* considerando as características do sistema MIMO GFDM. Além disso, um receptor para sistemas MIMO GFDM Cooperativo é proposto. Os resultados serão analisados e comparados com o sistema MIMO OFDM Cooperativo AF por meio de simulações computacionais, em termos das métricas SER (*Symbol Error Rate*) e CDF (*Cumulative Distribution Function*) da PAPR.

Palavras-Chave— GFDM, MIMO, Comunicações cooperativas, Protocolo AF.

Abstract— This paper presents a performance analysis of a system Multiple Input Multiple Output - Generalized Frequency Division Multiplexing Cooperative Amplify and Forward and Power Amplifier at the source. This work has as contributions the formulation of the variable gain in relay AF considering the characteristics of the MIMO GFDM system. In addition, a receiver for Cooperative MIMO GFDM systems is proposed. The results will be analyzed and compared with the MIMO OFDM Cooperative AF system through computational simulations in terms of Symbol Error Rate and CDF Cumulative Distribution Function of PAPR metrics.

Keywords— GFDM, MIMO, Cooperative communications, AF Protocol.

I. INTRODUÇÃO

A adesão massiva da sociedade às tecnologias de comunicações sem fio possibilitou que estas se desenvolvessem de maneira significativa nestes últimos anos, gerando novos mercados e novos desafios. Os futuros sistemas de comunicação sem fio enfrentarão desafios que exigirão um maior nível de flexibilidade na camada física. As tecnologias para o 5G (do inglês, *Fifth Generation*) já são alvos de discussões e pesquisas em indústrias de telecomunicações em conjunto com universidades, onde estas estudam quais serão as mudanças necessárias para esta nova fase.

Em diversas partes do mundo, busca-se por novos espaços disponíveis no espectro, incluindo o uso oportunista deste. Para que isso possa ser garantido, o sinal transmitido pelos terminais do Rádio Cognitivo (CR – do inglês, *Cognitive Radio*) [1] devem possuir uma baixa emissão fora da faixa, de modo a não interferir nos serviços já existentes no espectro. Esta tecnologia também deve ser capaz de juntar diferentes frequências que não necessariamente precisam ser vizinhas, pois muitas vezes o espectro disponível está fragmentado.

Brena Kelly S. Lima e C. Alexandre R. Fernandes. Engenharia de Computação, Campus Sobral. Universidade Federal do Ceará, Sobral, Brasil. E-mails: brenalima@alu.ufc.br, alexandrefernandes@ufc.br

O GFDM é uma recente forma de onda inicialmente proposta em 2009 por G. Fettweis em [2] como uma técnica flexível de modulação baseada nos princípios do OFDM (do inglês, *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [3], sendo capaz de minimizar algumas desvantagens que o sistema OFDM apresenta, tais como a elevada emissão fora da banda e baixa eficiência espectral devido à inserção de prefixos cíclicos (PC) a cada símbolo modulado. No GFDM, o PC é inserido a cada conjunto de símbolos modulado, proporcionando maior eficiência espectral [2]–[4].

O GFDM transmite os símbolos baseados em uma estrutura que consiste em K subportadoras e M símbolos por bloco GFDM, onde o número total de símbolos é MK . Em cada subportadora é aplicado um filtro formatador de pulso circular conduzindo à redução da emissão fora de banda [5], enquanto o OFDM transmite K símbolos usando um *slot* de tempo com K subportadoras sem formatação de pulso. Isso significa que o GFDM pode modelar o espectro escolhendo a forma de pulso apropriada. Além disso, o espaçamento entre as subportadoras é mais flexível no GFDM do que no OFDM devido à não ortogonalidade [4]–[7].

Uma outra desvantagem do OFDM são os altos valores de PAPR (do inglês, *Peak-to-Average Power Ratio*), que é a razão entre a potência de pico e a potência média do sinal. Estes picos introduzem distorções graves que podem comprometer a ortogonalidade e inserir interferências entre as bandas vizinhas, ocasionando distorções não lineares nos sinais e, por consequência, erros na detecção dos sinais. Em [8] são propostas técnicas de redução de picos para um sistema cooperativo OFDM não linear.

Com a finalidade de elevar significativamente a potência recebida e melhorar a qualidade do sinal, neste trabalho é aplicado o conceito de sistemas de comunicações cooperativas [9] e MIMO (do inglês, *Multiple Input Multiple Output*) em sistemas GFDM. A diversidade cooperativa se apresenta como uma tecnologia promissora, capaz de ampliar a cobertura, aumentar confiabilidade e a capacidade dos sistemas de comunicação.

O presente trabalho tem como objetivo apresentar uma análise de desempenho, realizada através de simulações computacionais, do sistema MIMO-GFDM Cooperativo em comparação com o sistema MIMO-OFDM Cooperativo. Para este cenário, será considerada a utilização do protocolo AF (do inglês, *Amplify-and-Foward*) no *relay*, que consiste em amplificar o sinal recebido da fonte e retransmitir para o destino. Será proposto uma modelagem para o ganho no *relay AF* considerando as particularidades do sistema GFDM. Além disso, este trabalho apresenta a proposição de um receptor para

o sistema MIMO GFDM Cooperativo. É válido ressaltar que até o presente momento não existem proposições de ganhos para *relay* em um sistema MIMO GFDM.

O restante do artigo está organizado da seguinte forma: Na Seção II é realizado uma descrição geral do sistema SISO-GFDM. A Seção III apresenta é proposto o modelo do sistema MIMO-GFDM Cooperativo utilizado neste trabalho. Na Seção IV será proposto uma modelagem do ganho inserido no sinal antes da retransmissão no *relay* AF e um receptor para sistemas MIMO-GFDM Cooperativo. Na Seção V é realizada uma análise de desempenho através de simulações computacionais do sistema MIMO-GFDM Cooperativo em comparação com o sistema MIMO-OFDM Cooperativo e, por fim, as conclusões gerais do trabalho são apresentadas na Seção VI.

II. MODELO DE SISTEMA SISO GFDM

Nesta seção, nós iremos apresentar um sistema GFDM ponto-a-ponto do tipo SISO (do inglês, *Single-Input Single-Output*), tal como ilustrado na Fig. 1. Inicialmente um vetor de bits de informação é produzido. Estes bits alimentam um modulador *J*-QAM (do inglês, *Quadrature Amplitude Modulation*) ou *J*-PSK (do inglês, *Phase Shift Keying*) que mapeia os bits de informação produzindo um vetor de símbolos de informação de uma constelação complexa onde *J* é a ordem de modulação.

O vetor resultante denota um bloco de dados que contém todos os símbolos modulados, que podem ser decompostos em *K* subportadoras e *M* símbolos por bloco GFDM, produzindo um total de *MK* símbolos transmitidos.

Seja $d_{k,m}$ o símbolo de informação modulado, transmitido na *k*-ésima subportadora e no *m*-ésimo *slot* de tempo, com $0 \leq k \leq K-1$ e $0 \leq m \leq M-1$, em que *K* é o número de subportadoras e *M* o número de símbolos por bloco GFDM. O sinal transmitido no GFDM pode ser descrito como [6]:

$$x_n = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m} g_{n,m} p_{n,k} \quad (1)$$

para $n = 0, \dots, MN-1$, em que *n* é o índice da amostra temporal, *N* é o número de amostras por símbolo transmitido e $p_{n,k} = \exp(-j2\pi \frac{kn}{N})$ é a *k*-ésima subportadora complexa que é filtrada individualmente por um filtro de transmissão circular cuja resposta ao impulso no *m*-ésimo *slot* de tempo é dada por:

$$g_{n,m} = \tilde{g}[(n + MN/2) \bmod (MN/2) - MN/2], \quad (2)$$

em que $\tilde{g}[n]$ designa a versão não circular do filtro formatador de pulso e \bmod denota o operador módulo. Para que o critério de Nyquist seja satisfeito, $N \geq K$ deve ser atendido [5].

A expressão (1) pode ser reformulada de forma matricial como mostrada abaixo:

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

em que $\mathbf{x} = [x_0 \dots x_{NM-1}]^T \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é o vetor contendo os sinais transmitidos do bloco GFDM, $\mathbf{d} \in \mathbb{C}^{MK \times 1}$ é vetor contendo os símbolos de informação associados um bloco de transmissão GFDM, definido da seguinte forma:

$$\mathbf{d} = [\mathbf{d}_0^T \dots \mathbf{d}_{M-1}^T]^T, \quad (4)$$

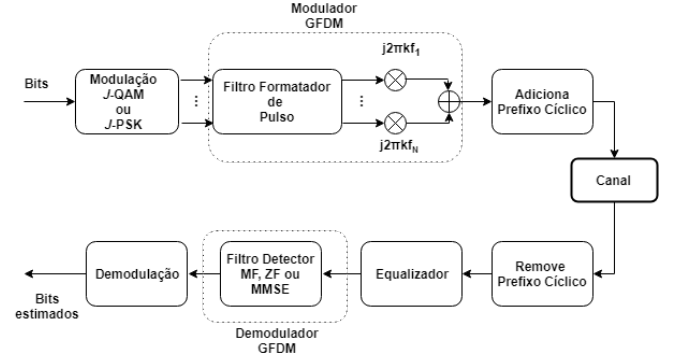


Fig. 1. Diagrama em blocos do sistema GFDM.

com

$$\mathbf{d}_m = [d_{0,m} \dots d_{K-1,m}]^T \in \mathbb{C}^{K \times 1}, \quad (5)$$

para $0 \leq m \leq M-1$. Ademais, em (3), temos que:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{G} \diamond \mathbf{P})^T \in \mathbb{C}^{MN \times MK} \quad (6)$$

é a matriz de codificação do GFDM, onde \diamond denota o produto de Khatri-Rao e $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{M \times MN}$ e $\mathbf{P} \in \mathbb{C}^{K \times MN}$ são matrizes contendo os sinais $g_{n,m}$ e $p_{n,k}$, respectivamente.

Assim como no OFDM, o GFDM utiliza um PC para evitar interferência entre um conjunto de blocos. Entretanto, o OFDM requer um PC a cada *K* subportadoras, já o GFDM necessita de PC a cada *MN* símbolos. Em \mathbf{x} é adicionado um PC de amostras para produzir o sinal a ser transmitido [6]. Em seguida, o sinal é transmitido por um canal seletivo em frequência e invariante no tempo com resposta ao impulso $\mathbf{h} = [h_0 \dots h_{P-1}]^T \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, em que *P* é o número de coeficiente do canal. No receptor, uma componente AWGN (do inglês, *Additive White Gaussian Noise*) é então adicionada ao sinal e o PC é removido, gerando um sinal recebido denotado por y_n , para $n = 0, \dots, NM-1$.

Na forma vetorial, o sinal recebido após a retirada do PC pode ser expresso por:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{w}, \quad (7)$$

em que $\mathbf{y} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ e $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ são os vetores contendo os sinais recebidos e as componentes ruído, respectivamente, e $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é uma matriz de convolução circular, expressa em termos de \mathbf{h} [4]. O sinal é então equalizado na frequência via equalizador de 1 coeficiente [5] para remover os efeitos do canal sobre o sinal recebido. Assumindo que o receptor possui perfeito conhecimento do canal, o sinal equalizado pode ser obtido da seguinte forma:

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathcal{F}^{-1} \left[\frac{\mathcal{F}[\mathbf{y}]}{\mathcal{F}[\mathbf{h}]} \right] \in \mathbb{C}^{NM \times 1} \quad (8)$$

onde $\mathcal{F}[\cdot]$ é a Transformada Rápida de Fourier (FFT, do inglês *Fast Fourier Transform*) e $\mathcal{F}^{-1}[\cdot]$ é a inversa da transformada rápida de Fourier (IFFT, do inglês *Inverse Fast Fourier Transform*).

O equalizador de 1 coeficiente mostrado em (8) remove os efeitos do canal sobre o sinal recebido, entretanto, este sinal ainda possui interferência entre símbolos (IES), introduzida pelos filtros de transmissão, e interferência entre portadoras (IEP), visto que as subportadoras não são ortogonais. Assim,

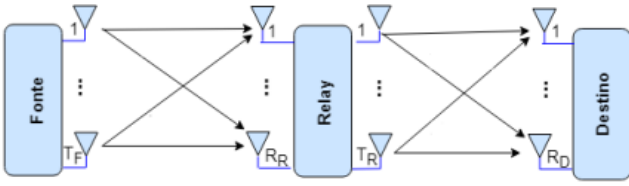


Fig. 2. Enlace cooperativo de um sistema MIMO cooperativo.

o sinal equalizado $\tilde{\mathbf{y}}$ deve passar por um filtro detector que irá remover os efeitos dos filtros de transmissão e separar os sinais de cada subportadora. A expressão (3) é uma importante representação do sinal GFDM, pois permite implementar filtros detectores de baixa complexidade no processo de recepção a partir da matriz \mathbf{A} . Deve-se ainda destacar que o filtro de detecção possui coeficientes fixos, visto que não depende dos coeficientes do canal.

Em [4], são apresentados filtros detectores para o processo de recepção do sinal equalizado. Neste trabalho, utilizaremos o filtro *Zero Forcing* (ZF) para recuperar o vetor de dados. Dessa forma, é feito $\hat{\mathbf{d}}_{ZF} = (\mathbf{A})^+ \tilde{\mathbf{y}}$, onde $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}$ é o vetor de símbolos estimados, e $(\mathbf{A})^+ = (\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H$ é a pseudo-inversa da matriz \mathbf{A} . O ZF é capaz de remover de forma exata a IES e a IEP. Entretanto, esta técnica apresenta a desvantagem de amplificar o ruído no sistema por apenas inverter a matriz \mathbf{A} . Após o filtro detector, o sinal é demodulado, produzindo as estimativas dos símbolos transmitidos.

III. MODELO DE SISTEMA MIMO GFDM COOPERATIVO

Nesta seção, nós iremos apresentar o modelo de sistema adotado neste trabalho, ilustrado na Figura 2. O esquema consiste em um sistema MIMO GFDM cooperativo composto por três nós: uma fonte (F) contendo T_F antenas transmissoras com potência total igual a P_1 , um relay (R) com R_R antenas receptoras e T_R antenas transmissoras, com potência total igual a P_2 , e um destino (D) com R_D antenas receptoras. É considerado que o transmissor da fonte realiza as operações de um transmissor GFDM e que o receptor do destino realiza as operações do receptor GFDM, tal como descrito na Seção II. No relay utilizamos o protocolo AF, que consiste em receber os sinais, aplicar um ganho fixo a estes e os encaminhar para o destino. Além disto, o relay também realiza as operações de remover e adicionar o PC e as antenas no relay operam em modo *half-duplex*.

A transmissão ocorre em dois intervalos de tempo, um no enlace fonte-relay (FR) e outro no enlace relay-destino (RD), com canais independentes e identicamente distribuídos.

As respostas ao impulso dos canais entre t -ésima antena transmissora e a r -ésima antena receptora nos enlaces (FR) e (RD) são denotados respectivamente por $\mathbf{h}_{FR}^{(t,r)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, para $1 \leq t \leq T_F$ e $1 \leq r \leq R_R$, e $\mathbf{h}_{RD}^{(t,r)} \in \mathbb{C}^{P \times 1}$, para $1 \leq t \leq T_R$ e $1 \leq r \leq R_D$. Consideramos que os blocos de símbolos GFDM são transmitidos com potência igualmente distribuída entre as antenas transmissoras.

Seja $d_{k,m}^{(t)}$ símbolo de informação associado à k -ésima subportadora, m -ésimo slot e t -ésima antena transmissora da

fonte. Na primeira fase da transmissão cooperativa, a fonte transmite o sinal para o relay, sendo o sinal transmitido pela t -ésima antena na fonte dado por:

$$x_n^{(t)} = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m}^{(t)} g_{n,m} p_{n,k}. \quad (9)$$

Para efeitos de simplificação, foi considerado que todas as antenas transmissoras da fonte usam os mesmos filtros formadores $g_{n,m}$ e as mesmas portadoras $p_{n,k}$.

De forma similar ao que foi apresentado na Seção II, (9) pode ser reescrita de forma matricial, como se segue:

$$\mathbf{x}^{(t)} = \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t)}, \quad (10)$$

em que $\mathbf{x}^{(t)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ e $\mathbf{d}^{(t)} \in \mathbb{C}^{MK \times 1}$ são definidos de forma similar ao realizado na Seção II.

Após a inserção do PC na fonte, o sinal é então transmitido pelo canal MIMO entre fonte e relay. Em seguida, o relay remove o PC dos sinais recebidos na múltiplas antenas. De forma similar a (7), o sinal recebido na r -ésima antena de recepção do relay, após a retirada do PC, é expresso por:

$$\mathbf{y}_{FR}^{(r)} = \sum_{t=1}^{T_F} \mathbf{H}_{FR}^{(r,t)} \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t)} + \mathbf{w}_{FR}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}, \quad (11)$$

em que $\mathbf{H}_{FR}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é a matriz de convolução circular associada à t -ésima antena transmissora da fonte e à r -ésima antena receptora do relay, e $\mathbf{w}_{FR}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é a respectiva componente AWGN, com variância σ^2 . Por razões de simplificação, será considerado que o número de antenas transmissoras e receptoras do relay são iguais ($R_R = T_R$).

O relay aplica um ganho variável igual a G nos sinais recebidos, gerando um sinal ser transmitido dado por $G \mathbf{y}_{FR}^{(r)}$. Em seguida, após a inserção do PC no relay, o sinal é transmitido pelo canal MIMO entre o enlace (RD). O sinal recebido na r -ésima antena do destino, após remoção do PC, pode então ser descrito como:

$$\mathbf{y}_{RD}^{(r)} = \sum_{t=1}^{T_R} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} G \mathbf{y}_{FR}^{(t)} + \mathbf{w}_{RD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}, \quad (12)$$

onde $\mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \in \mathbb{C}^{NM \times NM}$ é a matriz de convolução circular associada à t -ésima antena transmissora do relay e à r -ésima antena receptora do destino, e $\mathbf{w}_{RD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$ é o respectivo componente AWGN, com variância σ^2 . Substituindo (11) em (12), obtemos a equação (13) descrita abaixo:

$$\mathbf{y}_{RD}^{(r)} = G \underbrace{\sum_{t=1}^{T_R} \sum_{t'=1}^{T_F} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \mathbf{H}_{FR}^{(t,t')} \mathbf{A} \mathbf{d}^{(t')}}_{\mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)}} + G \underbrace{\sum_{t=1}^{T_R} \mathbf{H}_{RD}^{(r,t)} \mathbf{w}_{FR}^{(t)}}_{\mathbf{w}_{FRD}^{(r)}} + \mathbf{w}_{RD}^{(r)}.$$

Na literatura ainda são escassos os trabalhos envolvendo GFDM cooperativo, sendo os modelos fornecidos de protocolo AF com ganho variável no relay baseados em sistemas OFDM [9]. Assim, caso fizéssemos uso diretamente deste tipo de ganho em sistemas GFDM, não iríamos abranger as particularidades fornecidas pelo GFDM. Na próxima seção, nós iremos desenvolver uma expressão para o ganho do relay AF do sistema MIMO GFDM, bem como apresentar uma proposta de receptor para este sistema.

IV. GANHO AF DO Relay E RECEPTOR PROPOSTO

Como as subportadoras que carregam o sinal são filtradas por um formatador de pulso no processo de transmissão, o ganho na t -ésima antena transmissora do *relay* no sistema GFDM é dado em função dos valores instantâneos dos coeficientes do canal (FD) e da matriz de transmissão \mathbf{A} , podendo ser modelado como

$$G = \sqrt{\frac{P_2}{P(y_{FR}^{r,n})}}, \quad (13)$$

onde $P(y_{FR}^{r,n})$ é a potência do sinal que chega no *relay* AF a partir da fonte. Levando em consideração a potência que o sinal chega no *relay*,

$$P(y_{FR}^{r,n}) = E[|y_{FR}^{r,n}|^2] \quad (14)$$

onde $E[\cdot]$ é função a esperança, $y_{FR}^{r,n}$ é o n -ésimo elemento de $y_{FR}^{(r)}$

$$P(y_{FR}^{r,n}) = P_1 \left(\sum_{t=1}^{T_F} |h_n^{(r,t)}|^2 \right) \|\mathbf{A}\|_F^2 \|\mathbf{d}^{(t)}\|^2 + \sigma^2 \quad (15)$$

$$P(y_{FR}^{r,n}) = P_1 \|\mathbf{H}_{FR}^{(r,t)}\|_F^2 \|\mathbf{A}\|_F^2 + \sigma^2 \quad (16)$$

onde $\|\cdot\|_F$ é a norma de Frobenius e P_1 e P_2 são as potências de transmissão da fonte e do *relay*, respectivamente.

O sinal $\mathbf{x}^{(t)}$ em (9) percorre o caminho FRD o até chegar no receptor final, esse caminho pode ser considerado como um canal geral $\mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)}$. No protocolo AF o *relay* amplifica não apenas o sinal mas também o ruído, como podemos ver em (13). O sinal transmitido pelo enlace (FRD) experimenta o ruído \mathbf{w}_{FRD} . De maneira simplificada a equação (13) pode ser reescrita como:

$$\mathbf{y}_{RD}^{(r)} = \sum_{t=1}^{T_F} \mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)} \mathbf{x}^{(t)} + \mathbf{w}_{FRD}^{(r)}. \quad (17)$$

No receptor, após a remoção do CP, é necessário retirar os efeitos dos canais sobre o sinal recebido em cada antena e posteriormente demodular a informação transmitida. Considerando que o receptor possui conhecimento do canal, para retirar os efeitos do canal e recuperar os sinais que serão recebidos em cada antena, tem-se que

$$\begin{aligned} \mathcal{F}(\mathbf{y}_{RD}^{(r)}) &= \sum_{t=1}^{T_R} (\mathbf{F}\mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)}\mathbf{F}^H)\mathbf{F}(\mathbf{x}^{(t)}) + \mathbf{F}(\mathbf{w}_{FRD}^{(r)}) \\ &= \sum_{t=1}^{T_R} (\mathbf{\Lambda}_{FRD}^{(r,t)})\tilde{\mathbf{x}}^{(t)} + \tilde{\mathbf{w}}_{FRD}^{(r)}, \end{aligned} \quad (18)$$

em que \mathbf{F} é a matriz de FFT e \mathbf{F}^H é a hermitiana da matriz de FFT. O termo $\mathbf{F}\mathbf{H}_{FRD}^{(r,t)}\mathbf{F}^H$ resulta na matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}_{FRD}^{(r,t)}$, $\tilde{\mathbf{x}}^{(t)}$ é o sinal transmitido no domínio da frequência e $\tilde{\mathbf{w}}_{FRD}^{(r)}$ o componente do ruído a ser adicionado no sinal transmitido. Para simplificação de escrita, $\mathcal{F}(\mathbf{y}_{RD}^{(r)})$ será reescrito como $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}$. Assim, o n -ésimo elemento do sinal recebido pela r -ésima antena receptora, é dado por

$$\tilde{y}_{RD}^{(r,n)} = \sum_{t=1}^{T_R} \lambda_{FRD}^{(r,t,n)} \tilde{x}^{(t,n)} + \tilde{w}_{FRD}^{(r,n)}. \quad (19)$$

em que $n = 0, \dots, NM-1$. Para $1 \leq t \leq T_R$ e para $1 \leq r \leq R_D$, onde $\tilde{y}_{RD}^{(r,n)}$ é o n -ésimo símbolo do sinal $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}$ recuperado

 TABELA I
PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Sistema	OFDM	GFDM
Nº de subportadoras (K)	64	8
Nº de subsímbolos (M)	-	8
Tamanho dos blocos (N)	-	8 e 10
Tamanho do prefixo cíclico (Tcp)	4	4
Modulação	16-QAM	16-QAM
Filtro no transmissor (g)	Retangular	RCL
Fator de roll-off (a)	-	0.5
Potência de transmissão da fonte	0.5 W	0.5 W
Potência de transmissão do relay	0.5 W	0.5 W

na r -ésima antena receptora. Considerando que $\tilde{x}^{(t,n)}$ é a informação na n -ésima linha do sinal $\tilde{\mathbf{x}}^{(t)}$ transmitido, $\tilde{w}_{FRD}^{(r,n)}$ é o n -ésimo componente do ruído do vetor $\mathbf{w}_{FRD}^{(r)}$ e $\lambda_{FRD}^{(r,t,n)}$ é o n -ésimo elemento da matriz diagonal $\mathbf{\Lambda}_{FRD}^{(r,t)}$, onde cada elemento da matriz refere-se à resposta em frequência do canal $\tilde{\mathbf{H}}_{FRD}^{(r,t|n)}$ entre a t -ésima antena transmissora.

Para detecção dos sinais nas R_R antenas, o receptor de baixa complexidade ZF é utilizado. O sinal recebido após a aplicação do receptor MIMO ZF pode ser descrito como

$$\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(n)} = (\tilde{\mathbf{H}}_{FRD}^{(r,t|n)})^+ \tilde{\mathbf{x}}^{(n)} + \tilde{\mathbf{w}}_{FRD}^{(n)} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}, \quad (20)$$

para $n = 0, \dots, NM-1$, em que $(\cdot)^+$ é a função que retorna a pseudo-inversa do valor de entrada, $\tilde{\mathbf{x}}^{(n)} \in \mathbb{C}^{T_R \times 1}$ é a n -ésima linha do sinal a ser recuperado, $\tilde{\mathbf{w}}^{(n)} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}$ é o n -ésimo componente de ruído a ser adicionado no n -ésima linha do sinal e $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(n)} \in \mathbb{C}^{R_D \times 1}$ é o vetor contendo MN sinais de dimensão $\mathbb{C}^{R_D \times 1}$ e pode ser reescrito como R_D vetores da forma $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)} \in \mathbb{C}^{NM \times 1}$, em que na r -ésima antena receptora o sinal recebido será composto de NM símbolos. Utilizando o filtro ZF para retirar os efeitos dos filtros de transmissão, o sinal $\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}$ associado à r -ésima antena receptora pode ser recuperado como

$$\hat{\mathbf{d}}_{ZF}^{(r)} = (\mathbf{A})^+ \mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{y}}_{RD}^{(r)}) \in \mathbb{C}^{KM \times 1}, \quad (21)$$

em que $\hat{\mathbf{d}}_{ZF}^{(r)}$ é o vetor de símbolos recuperados em cada antena receptora. Depois, o sinal é demodulado produzindo estimativas dos bits transmitidos.

V. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção serão apresentados os resultados de simulação do trabalho com o objetivo de analisar o desempenho do sistema GFDM no cenário considerado. Na TABELA I, mostramos os principais parâmetros do modelo considerado. As simulações foram realizadas para uma média de 10^4 amostras de Monte Carlo.

Assumimos que todos os canais possuem desvanecimento Rayleigh seletivo em frequência com um espalhamento de atrasos que resulta em resposta impulsiva de 4 *taps*. O filtro formatador de pulso não-ortogonal Raiz de Cosseno Levantado (RCL) foi utilizado na transmissão do sistema MIMO-GFDM Cooperativo, considerando o fator de decaimento, (*roll-off*), descrito na tabela de parâmetros.

A Fig. 3 apresenta uma comparação entre a SER em função da SNR (do inglês, *Signal-Noise Ratio*) média dos sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo. Consideramos que os sinais transmitidos na fonte passam por

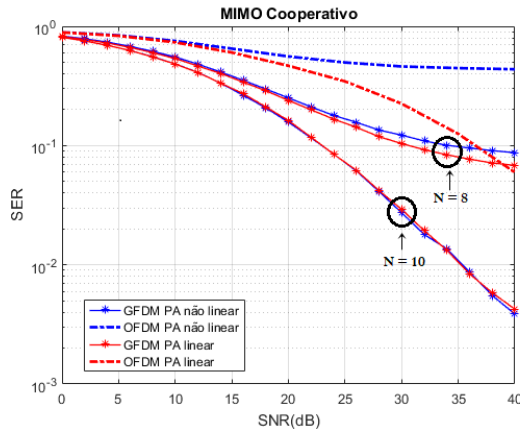


Fig. 3. SER versus SNR - Comparação entre as SERs dos sistemas GFDM e OFDM, com antenas $T = 2$ na fonte, $T = R = 2$ no relay e $R = 2$ no destino.

PA's lineares e em outro momento consideramos o uso de PA's lineares apenas para mostrar a influência em sistemas multiportadoras. Foi utilizado o modelo de PA não linear *Soft Clipping* com amplitude de saturação igual a 1.5V na fonte. O sistema foi organizado de forma que ambos os sistemas analisados transmitissem a mesma quantidade de informação. Mesmo com a utilização do PA não linear a SER do GFDM se manteve, enquanto no OFDM teve desempenho muito reduzido. Isso ocorre pois o espaçamento entre as subportadoras do GFDM não depende diretamente do número de subportadoras, mas do número de amostras utilizadas em cada *slot* de tempo.

Além disso, o GFDM é um sistema não-ortogonal enquanto o OFDM tem por características as subportadoras ortogonais, o que exige do OFDM maior esforço para manter o sincronismo entre elas. Os altos picos de potência do OFDM acabam comprometendo a ortogonalidade devido à interferência entre subportadoras, ocasionando distorções não lineares no sinal. Para verificar a influência do espaçamento entre as subportadoras do GFDM reconfiguramos o sistema e adotamos $N = 10$. Podemos observar que a SER melhorou consideravelmente quando o espaçamento entre as subportadoras aumentou, mesmo com a utilização de PA não linear na fonte.

A Fig. 4 mostra a CDF da PAPR do sinal transmitido pela fonte e pelo relay dos sistemas MIMO GFDM Cooperativo e OFDM equivalente. O GFDM atinge o melhor desempenho, tanto na fonte como no relay, devido ao menor número de subportadoras, como já era esperado. A CDF da PAPR no relay dos sistemas GFDM e OFDM apresentaram desempenho parecidos com o desempenho da fonte, mesmo com a complexidade de processamento no relay, onde não somente o sinal é amplificado, mas também as atenuações inseridas pela fonte. Além do GFDM necessitar de um menor número de subportadoras, o espaçamento existente entre elas é flexível, sendo capaz de transmitir uma alta taxa de dados aproveitando de forma fragmentada o espectro disponível.

VI. CONCLUSÕES

Neste artigo foi analisado em termos de SER e PAPR o desempenho em sistemas MIMO-GFDM Cooperativo. Foi

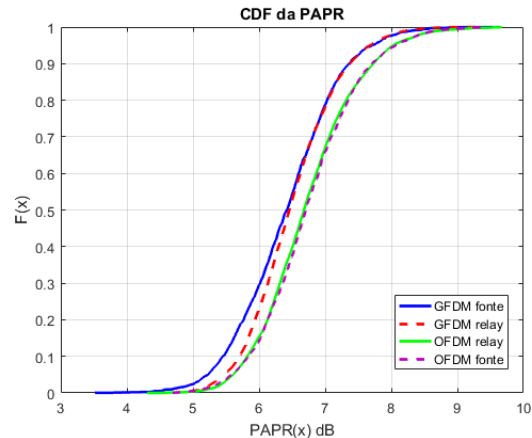


Fig. 4. Distribuição da CDF da PAPR na fonte para os sistemas MIMO-GFDM Cooperativo e MIMO-OFDM Cooperativo.

proposto a modelagem para o ganho variável em um relay AF e um receptor considerando as características do sistema adotado neste trabalho. Pelos resultados obtidos, este sistema apresentou robustez no combate à interferência inter-simbólica mesmo quando PA's não lineares são utilizados, além de apresentar melhorias na SER à medida que o espaçamento entre as subportadoras aumenta. A eficiência do receptor proposto foi comprovada a partir da taxa de erro de símbolo retornada pelo sistema. Em trabalhos futuros pretendemos propor técnicas para redução de distorções inseridas por PA's não lineares em sistemas MIMO-GFDM Cooperativo.

REFERÊNCIAS

- [1] Cordeiro, C.; CHALLAPALI, K.; BIRRU, D.; "IEEE 802.22: an introduction to the first wireless standard based on cognitive radios", Journal of Communications, vol. 1, no 1, 2006.
- [2] Gerhard Fettweis, Marco Krondorf, and Steffen Bittner. "GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing." In VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference, pages 1-4, April 2009.
- [3] Farhang-Boroujeny, B. e Moradi, H.; "OFDM Inspired Waveforms for 5G". IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 18, nº 4, p. 2474-2492, Maio 2016.
- [4] Michailow, N.; Matthe, M.; Gaspar, I.; Caldevilla, A., M.; FETTWEIS, G.; "Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks" in IEEE, VOL. 62, Nº9, September 2014.
- [5] Alves, B.; Mendes, L.; Guimaraes, D.; Gaspar, I.; "Performace of GFDM over Frequency-Selective Channels," in Revista Telecomunicações, VOL. 15, Nº02, October 2013.
- [6] I. Gaspar et al., "Low Complexity GFDM Receiver Based On Sparse Frequency Domain Processing," in IEEE 77th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), June 2013
- [7] Michailow, N., Krone, S., Lentmaier, M. and Fettweis, G. "Bit Error Rate Performance of Generalized Frequency Division Multiplexing." In 2012 IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall), pages 1-5. IEEE, September 2012.
- [8] Francisco Raimundo Albuquerque Parente, C. A. R. Fernandes, "Seleção de Relay e Redução de PAPR em Sistemas Cooperativos OFDM", XXXIV Simposio Brasileiro de Telecomunicações (SBRT) e Processamento de Sinais, Santarém - PA, 30 de agosto a 02 de setembro, 2016.
- [9] PETER Y.W., HUANG, W., KUO, J. C. "Cooperative Communications and Networking", Los Angeles, California, Springer, 2010.
- [10] Matthe, M.; Gaspar, I.; Zhang, D.; FETTWEIS, G.; "Short Paper: Near-ML Detection for MIMO-GFDM." Vodafone Chair Mobile Communication Systems, Technische Universität Dresden, Germany, 2015
- [11] Ehsanfar, S.; Matthe, M.; Zhang, D.; FETTWEIS, G.; "A Study of Pilot-Aided Channel Estimation in MIMO-GFDM Systems." Smart Antennas (WSA 2016); Proceedings of the 20th International ITG Workshop on, 2016.