

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Análise de Desempenho de Sistemas
GFDM Considerando Erros de Sincronização

Danilo Simões Gaspar

Itajubá, 9 de dezembro de 2017

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ - UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA**

Danilo Simões Gaspar

**Análise de Desempenho de Sistemas
GFDM Considerando Erros de Sincronização**

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Microeletrônica

Orientador: Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta

Coorientador: Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes

9 de dezembro de 2017

Itajubá

Danilo Simões Gaspar

Análise de Desempenho de Sistemas GFDM Considerando Erros de Sincronização

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Mestre em Ciências em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Itajubá, 01 de Dezembro de 2017:

Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta
Orientador

Prof. Dr. Luciano Leonel Mendes
Coorientador

Prof. Dr. Francisco Rodrigo Porto
Cavalcanti

Prof. Dr. Robson Luiz Moreno

Itajubá
9 de dezembro de 2017

Resumo

As redes 5G serão empregadas, dentre diversas outras aplicações, como *gateway* para IoT (*Internet of Things*). Os dispositivos IoT têm no baixo consumo de energia um dos seus principais requisitos, visando atingir autonomia de bateria de dez anos de operação. Assim sendo, os dispositivos IoT não podem gastar energia em esquemas complexos de sincronismo. Neste sentido, a demanda por um baixo consumo de energia e um esquema de sincronização mais relaxado pode resultar em deslocamentos residuais no tempo de símbolo e na frequência de portadora, reduzindo o desempenho do sistema. Sendo o GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) uma das formas de onda candidatas para a interface aérea da 5^a geração de redes móveis, é relevante analisar o seu desempenho sob influência de desalinhamentos de tempo e frequência. O objetivo principal deste trabalho é apresentar um modelo analítico para avaliar a degradação de desempenho em termos da probabilidade de erro de bit do GFDM quando o sincronismo é imperfeito. Os resultados analíticos são corroborados através de simulação computacional. A conformidade entre a simulação e as curvas teóricas demonstra que o modelo apresentado neste trabalho pode ser usado para prever o desempenho do GFDM em termos da taxa de erro de bit sob a presença de erros de sincronismo.

Palavras-chaves: BER, CFO, GFDM, IoT, STO, 5G.

Abstract

5G networks will be used, among many other applications, as a *gateway* for IoT (*Internet of Things*). The IoT devices have the low power consumption as one of their main requirements, aiming to achieve battery autonomy of ten years of operation. Therefore, IoT devices can not waste energy in complex synchronization schemes. In this sense, the demand for low power consumption and a more relaxed synchronization scheme can result in residual offsets in symbol time and carrier frequency, reducing system performance. Since GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) is a candidate waveform for the 5th generation mobile network air interface, it is relevant to analyze its performance in terms of bit error rate under the influence of time and frequency misalignments. The main aim of this work is to present an analytical model to evaluate the performance degradation in terms of GFDM bit error probability when the synchronism is imperfect. The analytical results are corroborated by computational simulation. The compliance between the simulation and the theoretical curves demonstrates that the model presented in this work can be used to predict the GFDM BER performance under the presence of synchronism errors.

Key-words: BER, CFO, GFDM, IoT, STO, 5G.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Principais cenários do 5G.	15
Figura 2 – Diagrama de blocos do sistema GFDM equivalente em banda base.	24
Figura 3 – Estrutura do bloco GFDM e terminologia utilizada.	25
Figura 4 – Estrutura da matriz de modulação \mathbf{A}	27
Figura 5 – Resposta impulsiva e em frequência do filtro protótipo de recepção.	28
Figura 6 – PSD do GFDM e OFDM.	29
Figura 7 – Transições abruptas do primeiro sub-símbolo do bloco GFDM.	30
Figura 8 – Sinal GS-GFDM.	30
Figura 9 – Símbolo W-GFDM no domínio do tempo.	31
Figura 10 – PSD do W-GFDM e OFDM.	32
Figura 11 – Desempenho da SER do GFDM em canal AWGN.	34
Figura 12 – Desempenho da SER do GFDM em canal seletivo.	35
Figura 13 – Desempenho da SER do GFDM em canal variante no tempo.	36
Figura 14 – Erro residual de frequência no sinal recebido.	37
Figura 15 – ICI na portadora $k = 0$ para $\varepsilon = 0.2$	39
Figura 16 – Entrada do equalizador considerando desvio do tempo de símbolo inteiro à esquerda	39
Figura 17 – Saída do equalizador para $\theta = -3$, $K = 2$, $M = 3$ e $N_{PC} = 2$	41
Figura 18 – Comparação do GFDM e OFDM considerando CFO e STO.	45
Figura 19 – Comparação do GFDM e OFDM considerando somente o CFO para diferentes valores do fator de decaimento.	46

Lista de tabelas

Tabela 1 – Requisitos do 5G para o cenário IoT.	20
Tabela 2 – Parâmetros da estrutura de quadro.	21
Tabela 3 – Parâmetros do símbolo preâmbulo.	22
Tabela 4 – Parâmetros do símbolo GFDM.	22
Tabela 5 – Resumo de desempenho da estrutura de quadro proposta.	22
Tabela 6 – Parâmetros de simulação	33
Tabela 7 – Modelos de canal para simulação	33

Lista de abreviaturas e siglas

1G	1ª Geração de Redes Móveis	14
2G	2ª Geração de Redes Móveis	14
3G	3ª Geração de Redes Móveis	14
3GPP	<i>3rd Generation Partnership Project</i>	20
4G	4ª Geração de Redes Móveis	14
5G	5ª Geração de Redes Móveis	14
API	<i>Application Program Interface</i>	20
ARQ	<i>Automatic Report Request</i>	22
AWGN	<i>Additive White Gaussian Noise</i>	25
BER	<i>Bit Error Rate</i>	16
BLE	<i>Bluetooth Low Energy</i>	19
BPSK	<i>Bipolar Phase Shift Keying</i>	43
CFO	<i>Carrier Frequency Offset</i>	37
CHF	<i>Characteristic Function</i>	43
DFT	<i>Discrete Fourier Transform</i>	25
eMBB	<i>enhanced Mobile Broadband</i>	14
FSC	<i>Frequency-Selective Channel</i>	32
GFDM	<i>Generalized Frequency Division Multiplexing</i>	14
GS-GFDM	<i>Guard-symbol GFDM</i>	30
IBI	<i>Inter Block Interference</i>	24
ICI	<i>Inter Carrier Interference</i>	26
IDFT	<i>Inverse Discrete Fourier Transform</i>	25
IoT	<i>Internet of Things</i>	14
LPWA	<i>Low Power Wide Area</i>	19
LTE	<i>Long Term Evolution</i>	22
MAR	<i>Mobile Autonomous Reporting</i>	22
MF	<i>Matched Filter</i>	28
MMSE	<i>Minimum Mean Squared Error</i>	28
mMTC	<i>massive Machine Type Communication</i>	16
NB-IoT	<i>Narrowband IoT</i>	19
NEF	<i>Noise Enhancement Factor</i>	33
OFDM	<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>	17
OOB	<i>Out-off-band</i>	29
PC	Prefixo Cíclico	24
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>	37

ppm	partes por milhão	37
QoS	<i>Quality of Service</i>	20
RC	<i>Raised Cosine</i>	24
SC	Sufixo Cíclico	31
SC-FDE	<i>Single-Carrier Frequency-Domain Equalization</i>	46
SER	<i>Symbol Error Rate</i>	32
SIM	<i>Subscriber Identity Module</i>	20
SMS	<i>Short Message Service</i>	14
SNR	<i>Signal-to-Noise Ratio</i>	28
STO	<i>Symbol Timing Offset</i>	38
TVC	<i>Time-Variant Channel</i>	32
UE	<i>User Equipment</i>	21
URLLC	<i>Ultra-Reliable and Low-Latency Communications</i>	14
W-GFDM	<i>Windowed GFDM</i>	31
WRAN	<i>Wireless Regional Area Network</i>	14
ZF	<i>Zero Forcing</i>	28

Lista de símbolos

E_s	Energia média dos símbolos de dados	33
E_ξ	Fator de incremento do ruído na saída do demodulador	44
I_N	Matriz identidade de ordem N	28
$J(v, \ell)$	Conjunto dos coeficientes da interferência introduzida pela IBI	43
K	Número de sub-portadoras do símbolo GFDM	23
$L(v, \ell)$	Conjunto dos coeficientes da interferência introduzida pela ICI	43
M	Número de sub-símbolos do símbolo GFDM	23
N	Número de amostras do símbolo GFDM	23
N_0	Densidade espectral de ruído	33
N_T	Número total de amostras do símbolo GFDM, $N_T = N + N_{PC}$	25
N_{CH}	Comprimento da resposta impulsiva do canal de transmissão	31
N_{PC}	Número de amostras do Prefixo Cíclico	24
N_{SC}	Número de amostras do Sufixo Cíclico	31
N_W	Comprimento da janela de transição adicionada ao símbolo W-GFDM	31
P	Tamanho do somatório da identidade entre o produto e a soma de cossenoides	43
R_{GS}	Redução na eficiência espectral do sistema GS-GFDM	32
R_W	Redução na eficiência espectral do sistema W-GFDM	32
$S(v, \ell)$	Conjunto dos coeficientes da interferência introduzida pela ICI e IBI	43
T_s	Período de amostragem do sistema	37
Δ_{CFO}	Erro de frequência absoluto	38
Φ_v	Produto entre a variável independente da função característica de \hat{d}_v e a parte real dos coeficientes da interferência de dimensão $P \times 1$	43
α	Fator de decaimento da resposta em frequência do filtro protótipo	24
$\alpha_{v,\kappa}$	Média das gaussianas da função característica de \hat{d}_v	44
$\beta_{v,\kappa}$	Média das gaussianas da função característica de \hat{d}_v	44
ℓ	Índice das amostras de dois símbolos GFDM consecutivos	42
\hat{d}	Sequência dos símbolos de dados demodulados	43
\hat{h}	Resposta impulsiva estimada do canal	25
λ	Janela retangular das amostras do símbolo GFDM anterior	40
A	Matriz de modulação	26
B	Matriz de demodulação	27
G_P	Matriz de dimensão $P \times 2^{P-1}$ contendo os coeficientes $\in \{-1, 1\}$ do somatório de cossenoides	43
H	Matriz circulante do canal de transmissão	27
X	Vetor do símbolo GFDM efetivo no domínio da frequência	27

\mathbf{Z}	Vetor de amostras AWGN no domínio da frequência	27
$\mathbf{a}_{k,m}$	Vetor contendo uma das versões do pulso de transmissão	26
\mathbf{d}	Vetor contendo os símbolos de dados do bloco GFDM	26
\mathbf{g}_κ	κ -ésima coluna da matriz \mathbf{G}_P	43
\mathbf{h}	Vetor da resposta impulsiva do canal	26
\mathbf{x}	Vetor do símbolo GFDM efetivo	26
\mathbf{z}	Vetor de amostras AWGN	27
\mathcal{F}_N	Função da transformada discreta de Fourier	25
\mathcal{F}_N^{-1}	Função da transformada discreta inversa de Fourier	25
μ	Número de bits por símbolo de dados mapeado	33
ρ	Janela retangular das amostras do símbolo GFDM atual	40
σ^2	Variância do ruído	28
σ_v^2	Variância do ruído na saída do demodulador	44
θ	Desvio inteiro do tempo símbolo	39
$\tilde{\mathbf{x}}$	Vetor do símbolo GFDM com prefixo cíclico	26
$\tilde{x}[i]$	Símbolo GFDM com prefixo cíclico	24
\tilde{z}	Amostras de ruído do canal AWGN	25
ε	Desvio de frequência da portadora normalizada	38
a	Pulso do filtro protótipo de transmissão	23
$a_{k,m}$	Versões do pulso de transmissão	23
b	Pulso do filtro protótipo de recepção	25
d	Sequência dos símbolos de dados transmitidos	43
d_f	Distância entre as sub-portadoras	38
$d_{k,m}$	Símbolo de dado da sub-portadora k no sub-símbolo m	23
f_c	Erro residual de frequência	38
f_s	Frequência de amostragem	38
f_{Rx}	Frequência da portadora de recepção	37
f_{Tx}	Frequência da portadora de transmissão	37
h	Resposta impulsiva do canal	24
i	Índice das amostras do símbolo GFDM acrescido do prefixo cíclico	25
p	Índice das sub-portadoras do símbolo GFDM na recepção, $p = 0, 1, \dots, K - 1$	41
q	Índice dos sub-símbolos GFDM na recepção, $q = 0, 1, \dots, M - 1$	41
s	Índice do símbolo GFDM	42
t	Variável de tempo contínua	37
u	Índice dos símbolos de dados na transmissão	41
v	Índice dos símbolos de dados na recepção	41
w_{fall}	Transição de descida da janela temporal do W-GFDM	31
w_{rise}	Transição de subida da janela temporal do W-GFDM	31

$x(t)$	Símbolo GFDM efetivo no tempo contínuo	37
$x[n]$	Símbolo GFDM efetivo no tempo discreto	37, 41
y_{eq}	Símbolo recebido na saída do equalizador	40
Q	Função que retorna a probabilidade de uma variável aleatória normal assumir um valor maior que o argumento desta função	44

Sumário

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Motivação para novas formas de onda	14
1.2	Cenários do 5G	15
1.3	Contribuição do Trabalho	16
1.4	Organização da Dissertação	17
2	CENÁRIO IOT/MTC EM REDES 5G	18
2.1	Requisitos do Cenário IoT/MTC	19
2.2	Estrutura de quadro	21
3	FUNDAMENTOS DO GFDM	23
3.1	Forma de onda GFDM	23
3.2	Notação matricial	26
3.3	Emissão fora da faixa de interesse	29
3.3.1	GS-GFDM	29
3.3.2	W-GFDM	31
3.4	Análise de desempenho da probabilidade de erro de símbolo do GFDM	32
3.4.1	Desempenho da SER em canal AWGN	33
3.4.2	Desempenho da SER em canal FSC	34
3.4.3	Desempenho da SER em canal TVC	35
4	IMPACTO DOS ERROS DE SINCRONISMO NO GFDM	37
4.1	Desvio de frequência da portadora	37
4.2	Desvio do tempo de símbolo	38
4.3	Modelo conjunto de CFO e STO	40
4.4	Probabilidade de erro de bit	41
4.5	Análise numérica	45
5	CONCLUSÕES	47
	REFERÊNCIAS	48

1 Introdução

1.1 Motivação para novas formas de onda

As redes de comunicações móveis revolucionaram a maneira com que a sociedade se comunica e, atualmente, celulares e *smart phones* são parte essencial do nosso dia a dia. Antes do advento das redes móveis celulares, uma ligação telefônica era condicionada à presença do pretendido interlocutor na localidade chamada. Ligava-se para lugares e não para pessoas. A partir da implantação dos primeiros sistemas de comunicação móvel, durante os anos 80, essa realidade começou a se transformar e as redes celulares têm evoluído, desde então, em termos de cobertura e capacidade cada vez maior de usuários.

O sistema 1G (1ª Geração de Redes Móveis) oferecia, basicamente, tráfego de voz empregando uma modulação analógica. O padrão 2G (2ª Geração de Redes Móveis), que entrou em operação na década de 90, aumentou a capacidade do sistema graças ao uso de técnicas de comunicação digital e, além disso, introduziu um novo serviço de comunicação por mensagem de texto, denominado SMS (*Short Message Service*). Em seguida vieram os sistemas 3G (3ª Geração de Redes Móveis) e 4G (4ª Geração de Redes Móveis), em 2000 e 2010 respectivamente, desenvolvidos para atender a crescente demanda pelo acesso à internet banda larga móvel, que passou a ser efetivamente atendida com a consolidação do 4G [1].

Atualmente, o padrão 5G (5ª Geração de Redes Móveis) está sendo discutido pela comunidade científica e fica evidente que as futuras redes móveis irão enfrentar uma série de desafios, que vão muito além do aumento da taxa de transmissão, provenientes de diversos cenários distintos [2]. Dentre estes destacam-se os cenários eMBB (*enhanced Mobile Broadband*), caracterizado pela alta taxa de transmissão, WRAN (*Wireless Regional Area Network*), contemplando as redes de longo alcance, URLLC (*Ultra-Reliable and Low-Latency Communications*), abrangendo as redes de baixa latência e alta robustez e, por fim, o cenário IoT (*Internet of Things*), englobando um número massivo de dispositivos conectados à uma única célula. Cada um destes cenários apresenta um conjunto de requisitos específicos e, por vezes, conflitantes. Logo, a forma de onda empregada na camada física das redes 5G deve ser flexível para atender todos os desafios que estão sendo previstos para este novo padrão.

A técnica de modulação denominada GFDM (*Generalized Frequency Division Multiplexing*) é uma forma de onda candidata para a camada física das redes 5G. O GFDM se propõe a atender aos requisitos das futuras redes móveis graças a sua flexibilidade. Neste sentido, o GFDM é uma abordagem interessante [3], embora existam outras propostas

com diferentes esquemas de modulação [4].

1.2 Cenários do 5G

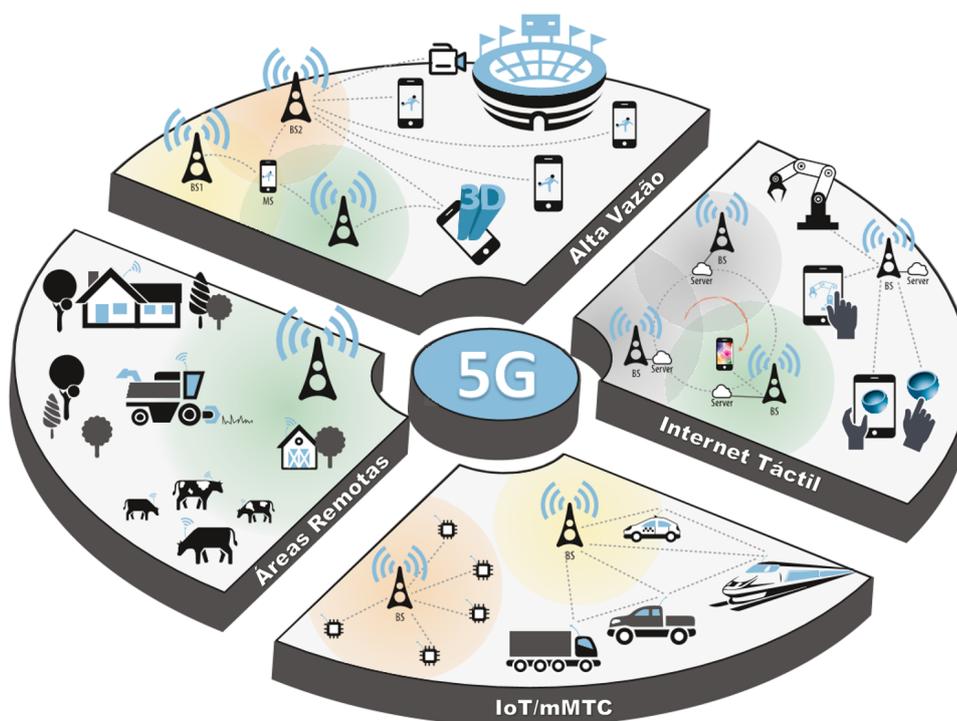


Figura 1 – Principais cenários do 5G [5].

No cenário **eMBB**, identificado como **Alta Vazão** na Figura 1, estima-se que o consumo de vídeo sob demanda e o compartilhamento instantâneo de conteúdo de alta resolução irá exigir taxas de transmissão 100 vezes maior que as taxas disponíveis atualmente, atingindo conexões a 20 Gbps [2]. Eventos esportivos e apresentações artísticas são exemplos de grande concentração de usuários ávidos por compartilhar suas experiências, registradas em fotos e vídeos de alta resolução. Dessa forma, a alocação espectral dinâmica de amplas faixas de frequência, a baixa emissão espúria, o reuso oportunístico de canais e a utilização de técnicas de multiplexação espacial são essenciais neste cenário [6].

As redes de comunicações móveis são uma das mais promissoras soluções para prover serviços digitais em áreas remotas e com baixa densidade populacional. No entanto, o raio de cobertura das redes atuais, de no máximo de 10 km com uma única estação rádio base, dificulta essa abordagem. O cenário **WRAN**, descrito como **5G** para **Áreas Remotas** na Figura 1, tem por objetivo estender o raio de cobertura para dezenas de quilômetros, viabilizando economicamente este modelo de serviço e promovendo a melhoria da qualidade de vida para uma expressiva parcela da sociedade, que hoje é desprovida de serviços digitais, além de impulsionar a automação e monitoração de atividades agrícolas [6].

A Internet Táctil é um novo conceito no qual a interação entre usuários e dispositivos é alçado a um novo patamar. Sua principal característica é a comunicação confiável de baixa latência, da ordem de 1 ms, permitindo o controle e direcionamento de objetos reais e virtuais em diversas aplicações. Esse atributo permitiria a humanos e máquinas interagirem com o meio ambiente em tempo real [7] e os serviços baseados neste requisito estão sendo agrupados em um cenário denominado de **URLLC**. O advento desta tecnologia impactaria em diversas áreas econômicas, como saúde, mobilidade, educação, entretenimento e outras. O **URLLC** será um indutor de inovação e crescimento econômico, levando a sociedade à um novo nível de sofisticação [8].

O cenário **IoT**, com base em **mMTC** (*massive Machine Type Communication*), está sendo destacado como um dos principais avanços em comunicação e as redes **5G** são apontadas como o principal *gateway* ou porta de acesso para esta nova tecnologia [5]. Em uma das aplicações, voltada para cidades inteligentes, dispositivos simples, limitados em potência, são usados para medir diferentes parâmetros, transmitindo os dados coletados aos centros de processamento. Dentro deste contexto, uma densa rede de sensores é utilizada para monitorar uma infinidade de fatores que influenciam o dia a dia das cidades, como integridade estrutural de construções, qualidade do ar, consumo de energia e trânsito [9]. Dessa forma, é notório que o cenário **IoT** irá demandar uma alta escalabilidade em termos do número de dispositivos conectados à rede. Nestas aplicações, a latência, a taxa de transferência e a não são essenciais, mas sim a confiabilidade na comunicação e a eficiência energética, fundamental para se atingir uma longa duração das baterias utilizadas [10]. Atualmente, os métodos rigorosos de sincronismo impostos pelo **4G** limitam a aplicação de certos dispositivos, uma vez que a energia despendida no processo de sincronismo seria superior à energia utilizada para se transmitir a informação.

Normalmente, os dispositivos **IoT** permanecem em modo inativo na maior parte do tempo, sendo ativados para medirem algum parâmetro e transmitirem os dados coletados à rede. Essa transmissão esporádica deve ocorrer sem gastos excessivos de energia com sincronismo, demandando um processo de sincronização mais relaxado que pode resultar em desvios de frequência e temporização de símbolo. Conhecer o desempenho do sistema, em termos da **BER** (*Bit Error Rate*) na presença destes erros é fundamental para analisar a qualidade de serviço oferecida. É neste sentido que reside a principal contribuição deste trabalho.

1.3 Contribuição do Trabalho

Neste trabalho, considera-se o **GFDM** como interface física das redes **5G** e analisa-se o seu desempenho de taxa de erro de bit sob a influência dos erros de sincronismo no tempo e na frequência, pressuposto para o cenário **IoT**.

A caracterização dos efeitos e causas dos erros de sincronismo para o sistema OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) [11], bem como métodos para estimação e correção [12] [13], são abundantes na literatura. Aproximações e expressões exatas do peso desses efeitos na BER deste sistema, inclusive para constelações de maior ordem, foram amplamente discutidas [14] [15] [16].

No caso do GFDM, por se tratar de uma proposta recente e também devido à sua maior complexidade, as publicações são escassas. Alguns trabalhos [17] [18] [19] abordam como a relação sinal ruído é degradada pelos desalinhamentos de tempo e frequência. Em [17] e [20] são apresentados métodos para estimação e correção do desvio de frequência fracionário e inteiro, nesta ordem. Há ainda um estudo comparativo de desempenho entre as formas de onda candidatas à implementação da camada física do 5G, no entanto, sem o respaldo de curvas teóricas [21].

Conforme exposto na Seção 1.2, os requisitos de baixo consumo de energia do cenário IoT incorrem em um esquema de sincronização mais relaxado, que visa aumentar a durabilidade das baterias dos dispositivos. Um processo de sincronização mais restrito é tipicamente implementado através de operações complexas e empregam a transmissão de sinais piloto, o que aumenta o consumo de energia.

O objetivo desta dissertação é apresentar um modelo analítico que permita estimar a degradação de desempenho em termos da BER do GFDM na presença de erros de sincronismo e auxiliar os estudos na definição da forma de onda mais adequada para o cenário de IoT em redes 5G.

1.4 Organização da Dissertação

No Capítulo 2 é apresentado o cenário IoT/mMTC, sua importância para as futuras redes 5G, requisitos e desafios esperados. Este capítulo também traz a nomenclatura de algumas aplicações comuns deste segmento e uma estrutura de quadro é sugerida.

O Capítulo 3 aborda os fundamentos da modulação GFDM e principais características que tornam esta forma de onda uma das candidatas à implementação da camada física do 5G. A Seção 3.3 descreve soluções para se reduzir a emissão fora da faixa de interesse e a Seção 3.4 apresenta o desempenho do GFDM em termos da probabilidade de erro de símbolo para diferentes canais de transmissão.

O Capítulo 4 apresenta o impacto dos erros de sincronismo no tempo e na frequência em GFDM. A partir destes modelos, derivam-se as expressões que permitem o cálculo da probabilidade de erro de bit.

Finalmente o Capítulo 5 traz as conclusões desta dissertação e apresenta as oportunidades de pesquisa e trabalhos futuros.

2 Cenário IoT/MTC em redes 5G

O cenário mundial de IoT está em expansão, conforme estudos realizados por diferentes centros de pesquisa [22] [23]. Estima-se que o número de dispositivos conectados aumentará significativamente, assim como as oportunidades de novos negócios, com bilhões de dispositivos conectados e uma receita potencial na ordem de trilhões de dólares [24].

O termo IoT se refere ao conceito onde, não apenas pessoas, mas também dispositivos são conectados através da Internet. As principais aplicações para IoT discutidas na literatura são [25]:

Smart Home

Esta aplicação descreve a conectividade entre dispositivos presentes em residências, o que inclui sensores como termostatos e detectores de fumaça, sistemas de entretenimento e dispositivos de controle de iluminação e climatização, janelas e fechaduras, dentre outros.

Wearables

São dispositivos com capacidade de comunicação e que podem ser utilizados como acessórios pelas pessoas. Relógios inteligentes, sensores biométricos e óculos inteligentes são alguns exemplos de *wearables*.

Smart City

Engloba uma variedade de aplicações, incluindo gerenciamento de tráfego, distribuição de água, gerenciamento de coleta de resíduos, segurança urbana e monitoração do ambiente. Esta vertente se propõe a melhorar a qualidade de vida nas cidades.

Smart Grids

Este segmento visa coletar informações sobre o comportamento dos fornecedores e consumidores de energia elétrica de maneira automatizada para melhorar a eficiência, confiabilidade e a economia do setor elétrico.

Smart Retail

Publicidade baseada em proximidade, análise do comportamento de compra e soluções de pagamento inteligentes são exemplos de *Smart Retail*.

Smart Farming

Este cenário visa a operação e monitoração remotas das atividades agrícolas, além da rastreabilidade dos bens produzidos.

Connected Health

O conceito de um sistema de saúde conectado, incluindo dispositivos médicos, possui um enorme potencial, tanto para as companhias quanto para as pessoas em geral. Novos tipos de bio-monitoramento em tempo real e algoritmos aperfeiçoados para tomada de decisões médicas baseados em banco de dados de pacientes, são alguns dos serviços previstos.

Connected Car

Abrange, dentre outras funcionalidades, a conectividade entre veículos, agendamento de serviços de manutenção e controle de tráfego.

Em resumo, a rede IoT é o resultado da integração, através da Internet, de ilhas constituídas de sensores e atuadores, geralmente isoladas e usualmente baseadas em protocolos e arquiteturas semi-proprietárias. Atualmente, o cenário IoT possui uma extensa diversidade de soluções de conectividade, como *Zigbee*, *LPWA (Low Power Wide Area)*, *BLE (Bluetooth Low Energy)*, *LORA* e *Sigfox*, que devem ser harmonizadas para, em seguida, serem adequadamente combinadas em uma rede mais abrangente [26]. Grande parte das comunicações IoT devem satisfazer requisitos rigorosos em termos de pontualidade e confiabilidade. Tipicamente, a informação trocada é considerada crítica, de forma a garantir o comportamento correto e seguro dos processos sob controle.

O *NB-IoT (Narrowband IoT)* é uma forma de operação da rede 4G para comunicação mMTC, no entanto, os requisitos de sincronismo demandados para acesso à esta rede impõem limites na taxa de transmissão de dados, visando atingir uma longa duração de bateria [27]. O advento das redes 5G representam um elemento potencialmente disruptivo neste contexto, uma vez que deve atender aos requisitos de baixa complexidade e baixo consumo de energia de grande parte dos dispositivos. Além disso, com foco na integração de tecnologias de acesso heterogêneas, o sistema 5G pode desempenhar o papel de uma estrutura de interconexão unificada, facilitando a conectividade destes dispositivos com a Internet.

2.1 Requisitos do Cenário IoT/MTC

O cenário IoT irá desempenhar um papel chave na definição das redes 5G. Este cenário está sendo apontado como a principal oportunidade de novas receitas para as operadoras de telecomunicações. Dentre os seus principais requisitos está a alta densidade de dispositivos conectados (mais de 50 mil dispositivos por célula) [28] e o tempo de vida prolongado das baterias (acima de 10 anos). O baixo consumo de energia, associado a um processo de sincronismo relaxado e o acesso à canais de forma aleatória são algumas das características que a camada física deve prover para este cenário. Os valores máximos considerados para a taxa de dados estão entre 1 kbps e 10 Mbps e os requisitos de latência

variam de 1 a 100 ms, visando atender uma grande variedade de aplicações. A Tabela 1 resume os requisitos deste cenário [29].

Tabela 1 – Requisitos do 5G para o cenário IoT.

Requisito	IoT
Taxa [kbps]	1 a 10^3
Latência [ms]	1 a 100
Célula [km]	~ 10
Velocidade [km/h]	0 a 50

A comunicação entre os dispositivos IoT, no contexto das redes celulares, denominado mMTC de acordo com o órgão normativo 3GPP (*3rd Generation Partnership Project*), se destaca em relação as demais tecnologias uma vez que oferece suporte a QoS (*Quality of Service*), mobilidade e *roaming*, bem como tarifação, segurança e cobertura global. Além disso, possibilita a conexão de sensores/dispositivos ao núcleo do sistema das empresas através de uma API (*Application Program Interface*) padronizada, de maneira escalonável, segura e em tempo real. Entretanto, apesar das claras vantagens, diversos requisitos, listados a seguir, precisam ser atendidos para que se tenha o mMTC como principal *backbone* para IoT [26].

Baixa Complexidade

Um dos requisitos mais rigorosos estabelece que a complexidade deva ser extremamente baixa para redução do custo dos dispositivos.

Tempo de vida prolongado das baterias

Uma parcela significativa dos dispositivos IoT serão alimentados por bateria e instalados em áreas remotas, onde a substituição ou recarga podem não ser viáveis. A miniaturização dos dispositivos implica, ainda, que o tamanho físico das baterias será menor, assim como a sua capacidade de armazenamento de energia. O 3GPP estipula o tempo de vida da bateria acima de 10 anos, sendo desejável 15 anos [30]. Para se atingir este requisito, o consumo dos dispositivos deve ser otimizado.

Extensão da área de cobertura

Muitas das aplicações IoT industriais ou de consumo vão requerer extensas áreas de cobertura, tais como *Smart Metering* e *Factory Automation*. Muitos dos modelos de negócio só funcionam se praticamente todos os dispositivos da rede puderem ser conectados. Para tal, o 3GPP está considerando dispositivos de baixa complexidade que empregam códigos de repetição para garantir a cobertura necessária.

Identificação de usuário e controle

Embora grande parte dos dispositivos mMTC devam operar com um cartão SIM

(*Subscriber Identity Module*) integrado, muitos outros dispositivos não devem contar com esta característica, por questões como escalabilidade, complexidade e redução de custo. Dessa forma, será necessário identificar e regular o acesso destes dispositivos à rede, que devem ser definidos como uma nova categoria de UE (*User Equipment*) para mMTC.

Exposição de informações

Para se garantir a privacidade nas aplicações IoT de consumo, as informações disponibilizadas pela rede precisam ser desassociadas dos usuários/assinantes privados.

Atualmente o desenvolvimento da camada física das redes 5G está em processo de discussão em diversos fóruns industriais, órgãos normativos e círculos acadêmicos.

2.2 Estrutura de quadro

Em [29] é apresentada uma proposta de estrutura de quadro para o cenário IoT no âmbito das redes 5G utilizando a forma de onda GFDM. Tal proposta se baseia em características típicas de alta densidade de conexões e transmissão em rajada de pacotes com tamanho reduzido, visando manter baixa complexidade de operação e custo reduzido dos dispositivos IoT. Os requisitos mostrados na Tabela 1 foram utilizados como base para se determinar a estrutura de quadro.

A Tabela 2 descreve a composição de um super quadro com duração de 1 segundo, formado por um número inteiro de quadros. Cada quadro, por sua vez, foi dimensionado para se obter um número inteiro de palavras-código também transportado por uma quantidade inteira de símbolos de dados.

Tabela 2 – Parâmetros da estrutura de quadro [29].

Estrutura de Quadro	
Quadros por segundo	768
Palavras código por quadro	2
Preâmbulos por quadro	2
Símbolos GFDM por quadro	16
Comprimento da palavra-código	480 bits
Taxa de codificação	8/15
Ordem da modulação	16

As Tabelas 3 e 4 mostram, respectivamente, os principais parâmetros utilizados no dimensionamento dos preâmbulos, para sincronização e estimação de canal, e dos símbolos GFDM que transportam os dados.

A Tabela 5 apresenta um resumo de desempenho da estrutura de quadro proposta, em que a frequência de amostragem, o número de sub-símbolos e de sub-portadoras fo-

Tabela 3 – Parâmetros do símbolo preâmbulo [29].

Símbolo preâmbulo	
Sub-portadoras ativas	4 de 16
Sub-símbolos ativos	2 de 2
Amostras do preâmbulo efetivo	32
Amostras do prefixo cíclico	5
Amostras para janelamento	2+2
Amostras do preâmbulo	41

Tabela 4 – Parâmetros do símbolo GFDM [29].

Símbolo GFDM	
Sub-portadoras ativas	1 de 4
Sub-símbolos ativos	15 de 15
Amostras do símbolo efetivo	60
Amostras do prefixo cíclico	5
Amostras para janelamento	4+4
Amostras do símbolo	69

ram escolhidas de forma a serem compatíveis com o sistema *LTE (Long Term Evolution)*. Destaca-se nesta proposta a autonomia de bateria estimada de 13,45 anos, 12280 dispositivos por célula a uma taxa útil de 24,58 kbps.

Tabela 5 – Resumo de desempenho da estrutura de quadro proposta [29].

Desempenho da estrutura de quadro	
Frequência de amostragem	960 kHz
Largura de faixa do canal	240 kHz
Taxa de transmissão bruta	740 kbps
Taxa de transmissão útil	390 kbps
Eficiência espectral	1,64 bps/Hz
Autonomia estimada da bateria	13,45 anos
Dispositivos conectados por segundo	12280
Taxa útil por dispositivo	24,58 kbps

A estimativa de autonomia da bateria foi obtida considerando um modelo de consumo simplificado baseado em [31] e [32], aplicado a dispositivos *IoT MAR (Mobile Autonomous Reporting)* [33]. Assume-se ainda transmissões periódicas sem *ARQ (Automatic Report Request)* [34]. No modelo adotado em [29], o dispositivo *MAR* permanece em modo latente a maior parte do tempo e reporta os dados coletados seguindo os seguintes passos: i) sai do modo de baixo consumo para o modo ativo; ii) executa processos para estabelecer sincronismo de tempo e frequência; iii) Efetua a transmissão de uma palavra código; iv) desliga circuitos de transmissão; v) retorna ao modo de baixo consumo considerando 1 transmissão por hora. A análise de consumo mencionada considera uma bateria de 3,3 V com capacidade de 6500 Joules [32].

3 Fundamentos do GFDM

O GFDM foi inicialmente proposto em 2009 [35] como uma nova forma de onda empregando múltiplas portadoras não-ortogonais. Com o início dos estudos acerca da próxima geração das redes de comunicação móvel, o GFDM foi apontado como alternativa para a implementação da camada física do 5G [36], em função de sua flexibilidade e baixa emissão espúria. Basicamente, o GFDM utiliza pulsos deslocados circularmente no domínio do tempo e da frequência para formatação espectral de maneira individual das sub-portadoras, responsáveis por transportar os símbolos de dados em subseqüentes instantes de tempo. Neste capítulo é apresentada uma breve introdução dos processos de geração e detecção da forma de onda GFDM bem como a análise de desempenho energético e da emissão fora da faixa de interesse.

3.1 Forma de onda GFDM

Como pode ser visto na Figura 2, o GFDM é um esquema de modulação multi-portadora onde cada uma das K sub-portadoras carrega M símbolos de dados $d_{k,m}$, transmitidos em sucessivos instantes de tempo, denominados de sub-símbolos. Cada bloco GFDM pode transmitir N símbolos de dados, com $N=MK$. Neste sentido, os símbolos de dados são organizados em uma grade de tempo-frequência ilustrada pela Figura 3. Cada sub-portadora é conformada por um filtro de transmissão $a_{k,m}$, gerado a partir do deslocamento circular, tanto no tempo quanto na frequência, do filtro protótipo a , de modo que

$$a_{k,m}[n] = a[\langle n - mK \rangle_N] e^{j\frac{2\pi}{K}kn}, \quad (3.1)$$

onde $k = 0, 1, \dots, K - 1$ é o índice das sub-portadoras, $m = 0, 1, \dots, M - 1$ é o índice dos sub-símbolos e $n = 0, 1, \dots, N - 1$ é o índice das amostras do símbolo GFDM. O operador $\langle C \rangle_D$ representa a função módulo ou o resto da divisão de C por D .

A convolução circular é utilizada para modular o pulso de transmissão segundo os símbolos de dados, o que significa que o bloco GFDM é autocontido em N amostras e pode ser expresso pela equação [6]

$$\begin{aligned} x[n] &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m} \delta[\langle n - mK \rangle_N] \circledast a[n] e^{j\frac{2\pi}{K}kn} \\ &= \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{m=0}^{M-1} d_{k,m} a_{k,m}[n], \end{aligned} \quad (3.2)$$

na qual o operador \circledast denota convolução circular e a função $\delta[n]$ é a função impulso de Dirac.

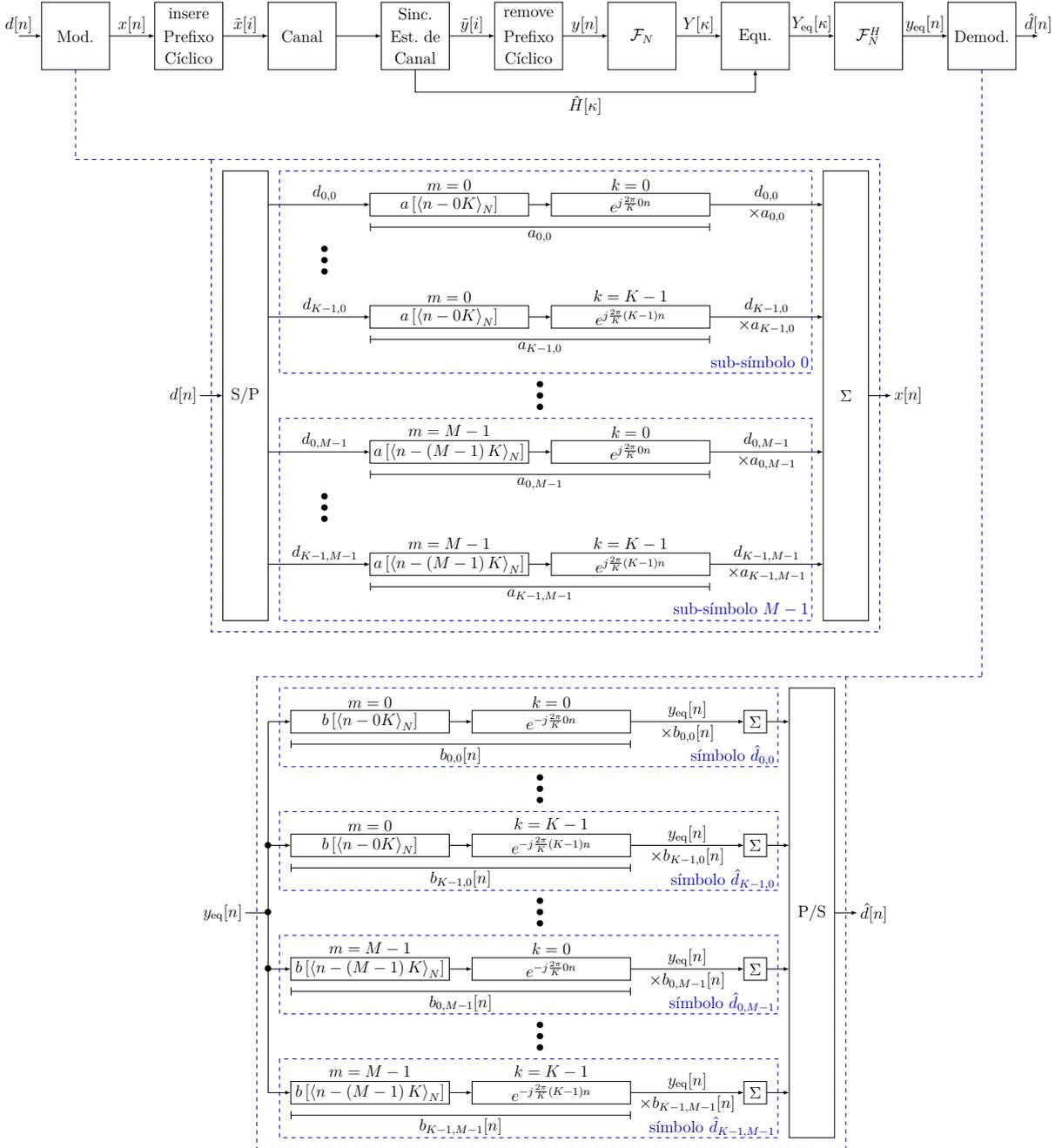


Figura 2 – Diagrama de blocos do sistema GFDM equivalente em banda base.

Ao símbolo GFDM efetivo é acrescentado um PC (Prefixo Cíclico) de forma a proteger os M sub-símbolos da IBI (*Inter Block Interference*) introduzida por canais dispersivos. Esta abordagem resulta em uma maior eficiência de quadro quando comparada com o sistema OFDM, onde é necessário a inserção de um PC para cada símbolo. É interessante ressaltar que para um pulso protótipo RC (*Raised Cosine*) com fator de decaimento α nulo e $M=1$, a forma de onda GFDM é idêntica ao OFDM. Definindo $\tilde{x}[i]$ como o símbolo GFDM acrescido do PC, com $N_{PC} < N$ e assumindo canal de comunicação seletivo em frequência, cujo comprimento da resposta impulsiva $h[n]$ é menor que N_{PC} , o sinal GFDM

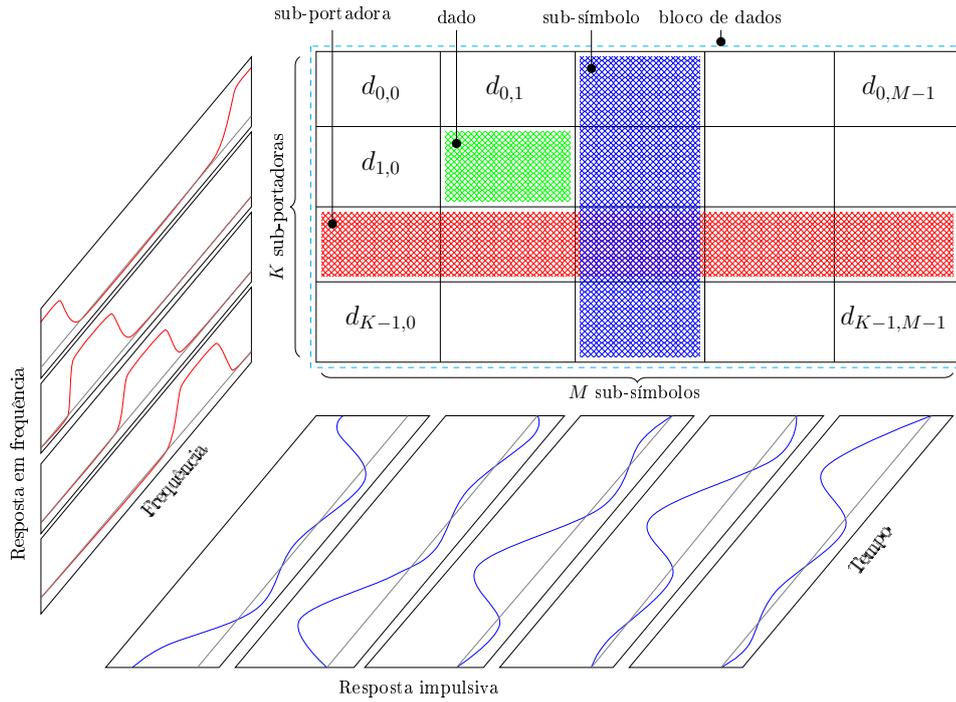


Figura 3 – Estrutura do bloco GFDM e terminologia utilizada [5].

na recepção, ilustrado pela Figura 2, é dado por

$$\tilde{y}[i] = h[i] * \tilde{x}[i] + \tilde{z}[i], i = 0 \cdots N + N_{PC} - 1, \quad (3.3)$$

em que $\tilde{z}[i]$ são as amostras de ruído inseridas pelo canal *AWGN* (*Additive White Gaussian Noise*) com comprimento $N_T = N + N_{PC}$ e a variável i é o índice das amostras considerando a inserção do *PC*. O operador $*$ representa a função de convolução linear.

Admitindo sincronização perfeita na recepção e, após remoção do prefixo cíclico, o sinal recebido é dado por

$$y[n] = x[n] \circledast h[n] + z[n], \quad (3.4)$$

onde a convolução circular em (3.4) se dá em um período de N amostras. Por causa da convolução circular, o *GFDM* ainda se beneficia da equalização no domínio da frequência. Dessa forma, o sinal recebido e equalizado é dado por

$$y_{eq}[n] = \mathcal{F}_N^{-1} \left(\frac{\mathcal{F}_N(y[n])}{\mathcal{F}_N(\hat{h}[n])} \right), \quad (3.5)$$

onde $\hat{h}[n]$ é a estimativa da resposta impulsiva do canal e \mathcal{F}_N e \mathcal{F}_N^{-1} representam, respectivamente, a *DFT* (*Discrete Fourier Transform*) e a *IDFT* (*Inverse Discrete Fourier Transform*) de N pontos.

Após a equalização, os símbolos transmitidos podem ser recuperados utilizando um filtro de recepção $b[n]$, devidamente deslocado no tempo e na frequência [6], resultando

em

$$\begin{aligned}\hat{d}_{k,m} &= \sum_{n=0}^{N-1} y_{eq}[n] b[\langle n - mK \rangle_N] e^{-j \frac{2\pi kn}{K}} \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} y_{eq}[n] b_{k,m}[n].\end{aligned}\quad (3.6)$$

O formato do pulso utilizado para filtrar as sub-portadoras pode ser projetado para alcançar diferentes objetivos [37], tais como baixa auto-interferência e contenção espectral. De maneira geral, $a[n]$ resulta em um conjunto de filtros não-ortogonais que introduzem **IBI** e **ICI** (*Inter Carrier Interference*), de modo que o receptor deva ser arquitetado para lidar com a auto-interferência do sistema. A seção subsequente apresenta uma representação do sistema **GFDM** através de matrizes e vetores, apresentando uma breve abordagem de como um conjunto de demoduladores lineares pode ser projetado.

3.2 Notação matricial

Os processos de modulação e demodulação do **GFDM** podem ser representados através de operações matriciais, o que é útil para se projetar os filtros de recepção. O bloco de dados, ilustrado pela Figura 3 e organizados em uma matriz de $K \times M$ elementos, pode ser disposto em um vetor \mathbf{d} contendo N elementos da seguinte forma

$$\mathbf{d} = \text{vec} \left(\begin{bmatrix} d_{0,0} & \dots & d_{0,M-1} \\ d_{1,0} & \dots & d_{1,M-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{K-1,0} & \dots & d_{K-1,M-1} \end{bmatrix} \right) = [d_{0,0} \ \dots \ d_{K-1,0} \ \dots \ d_{0,M-1} \ \dots \ d_{K-1,M-1}]^T. \quad (3.7)$$

Definindo o vetor $\mathbf{a}_{k,m}$ de dimensão $(N \times 1)$ cujos elementos contém as amostras da resposta impulsiva do filtro $a_{k,m}$, pode-se organizar uma matriz de modulação \mathbf{A} dada por

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}_{0,0} \ \dots \ \mathbf{a}_{K-1,0} \ \dots \ \mathbf{a}_{0,M-1} \ \dots \ \mathbf{a}_{K-1,M-1}]. \quad (3.8)$$

A Figura 4 mostra a estrutura da matriz de modulação para um dado filtro protótipo. Cada coluna de \mathbf{A} é uma versão do pulso protótipo deslocado no tempo e na frequência.

O vetor de transmissão \mathbf{x} contém as amostras do símbolo **GFDM** e é dado por [6]

$$\mathbf{x} = \mathbf{A}\mathbf{d}. \quad (3.9)$$

A este vetor é adicionado um **PC** copiando-se as últimas N_{PC} amostras de \mathbf{x} para o seu início, resultando no vetor $\tilde{\mathbf{x}}$. Define-se \mathbf{h} como um vetor contendo a resposta impulsiva

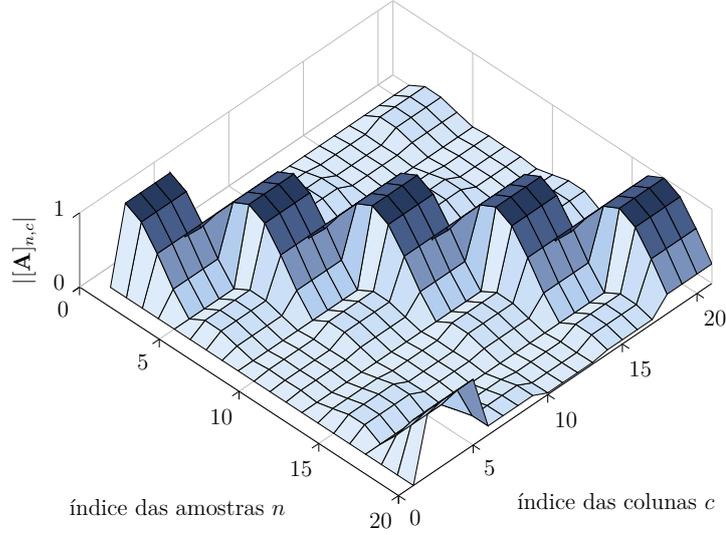


Figura 4 – Estrutura da matriz de modulação \mathbf{A} para $M = 5$, $K = 4$ e pulso raiz de cosseno elevado com $\alpha = 0,5$.

do canal h , acrescida de zeros de forma a se obter um vetor de dimensão $N \times 1$. Desse modo, o sinal recebido após a remoção do PC é dado por

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{z}, \quad (3.10)$$

onde \mathbf{H} é uma matriz circulante $N \times N$ formada a partir de \mathbf{h} e \mathbf{z} é o vetor contendo as amostras de ruído. O sinal recebido no domínio da frequência é expresso por

$$\begin{aligned} \mathbf{Y} &= \mathbf{F}_N \mathbf{y} = \mathbf{F}_N \mathbf{H} \mathbf{x} + \mathbf{F}_N \mathbf{z} \\ &= \mathbf{F}_N \mathbf{H} \mathbf{F}_N^H \mathbf{F}_N \mathbf{x} + \mathbf{Z} \\ &= \mathbf{F}_N \mathbf{H} \mathbf{F}_N^H \mathbf{X} + \mathbf{Z}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

onde \mathbf{F}_N é a matriz de Fourier de dimensão $N \times N$ e \mathbf{X} e \mathbf{Z} são os vetores de transmissão e ruído no domínio da frequência, respectivamente. Note que $\mathbf{F}_N \mathbf{H} \mathbf{F}_N^H$ é uma matriz contendo a resposta em frequência do canal como diagonal principal e demais elementos nulos. Aplicando o conceito de equalização no domínio da frequência, obtém-se

$$\mathbf{Y}_{\text{eq}} = \left(\mathbf{F}_N \mathbf{H} \mathbf{F}_N^H \right)^{-1} \mathbf{Y} = \mathbf{X} + \mathbf{F}_N \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}_N^H \mathbf{Z}. \quad (3.12)$$

O vetor recebido e equalizado, no domínio do tempo, é então dado por

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{eq}} &= \mathbf{F}_N^H \mathbf{Y}_{\text{eq}} = \mathbf{F}_N^H \mathbf{X} + \mathbf{F}_N^H \mathbf{F}_N \mathbf{H}^{-1} \mathbf{F}_N^H \mathbf{Z} \\ &= \mathbf{x} + \mathbf{H}^{-1} \mathbf{z}. \end{aligned} \quad (3.13)$$

Os símbolos de dados podem ser recuperados a partir do sinal equalizado através de uma matriz de demodulação \mathbf{B} [6], ou seja,

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{d}} &= \mathbf{B} \mathbf{y}_{\text{eq}} = \mathbf{B} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{z} \\ &= \mathbf{B} \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{B} \mathbf{H}^{-1} \mathbf{z}. \end{aligned} \quad (3.14)$$

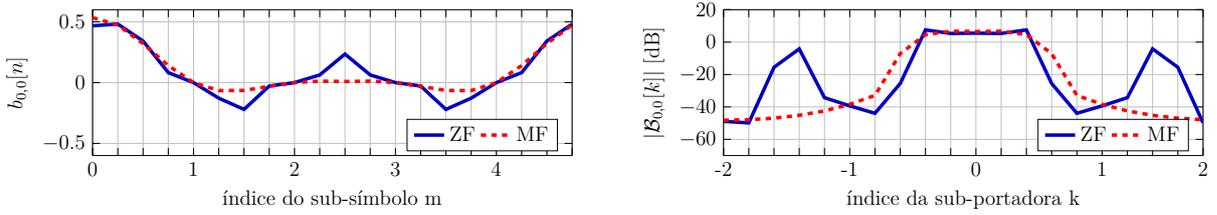


Figura 5 – Resposta impulsiva e em frequência do filtro protótipo de recepção.

Diferentes matrizes de demodulação podem ser usadas para se recuperar os símbolos de dados transmitidos [3]. A solução trivial para (3.14) é encontrar a matriz \mathbf{B} tal que $\mathbf{BA} = \mathbf{I}_N$, resultando na matriz de demodulação *ZF* (*Zero Forcing*)

$$\mathbf{B}_{\text{ZF}} = \mathbf{A}^{-1}. \quad (3.15)$$

O demodulador *ZF* elimina a auto-interferência introduzida pelos filtros de transmissão não-ortogonais. A desvantagem dessa abordagem reside no fato da resposta em frequência do filtro *ZF*, para uma dada sub-portadora, estar espalhada nas sub-portadoras adjacentes, o que significa que o ruído fora da faixa de interesse é coletado, como mostrado na Figura 5, resultando no incremento da potência do ruído e degradação do desempenho no caso do filtro de transmissão ser não ortogonal.

A matriz de demodulação *MF* (*Matched Filter*) é dada por

$$\mathbf{B}_{\text{MF}} = \mathbf{A}^{\text{H}}, \quad (3.16)$$

onde $(\cdot)^{\text{H}}$ representa o operador Hermitiano. A matriz \mathbf{B}_{MF} maximiza a *SNR* (*Signal-to-Noise Ratio*) uma vez que a resposta em frequência do demodulador *MF* é restrita apenas à banda da sub-portadora desejada. Dessa forma, não há intensificação da potência de ruído. No entanto, o desempenho deste demodulador é penalizado pela auto-interferência do sistema quando o produto matricial \mathbf{BA} não resulta em uma matriz diagonal impondo um patamar na taxa de erro de símbolo devido à *IBI* e *ICI* entre os símbolos demodulados [38].

O demodulador *MMSE* (*Minimum Mean Squared Error*) apresenta um bom equilíbrio entre a mitigação da intensificação do ruído e da auto-interferência. Neste caso, as estatísticas do ruído são consideradas e, para baixos valores de *SNR*, o *MMSE* se comporta como o demodulador *MF*, reduzindo a influência do ruído nos símbolos de dados demodulados. Por outro lado, para altos valores de *SNR*, o *MMSE* atua tal qual o demodulador *ZF*, eliminando a auto-interferência. A matriz de demodulação *MMSE* é dada por

$$\mathbf{B}_{\text{MMSE}} = \left(\mathbf{R}_z + \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{H}^{\text{H}} \mathbf{H} \mathbf{A} \right)^{-1} \mathbf{A}^{\text{H}} \mathbf{H}^{\text{H}}, \quad (3.17)$$

onde $\mathbf{R}_z = \sigma^2 \mathbf{I}_N$ é a matriz de covariância do vetor de ruído cuja variância é σ^2 .

A matriz \mathbf{B}_{MMSE} equaliza e demodula o vetor recebido simultaneamente, uma vez que a matriz do canal está presente em (3.17). Dessa forma, a prévia equalização do sinal recebido não é necessária quando o demodulador MMSE é utilizado. O MMSE é um detector polarizado e é necessário ajustar a amplitude dos símbolos recebidos de acordo com a soma dos elementos da diagonal principal de $\mathbf{B}_{\text{MMSE}}\mathbf{A}$. A principal desvantagem deste demodulador é devido à complexidade de se estimar a variância do ruído e à necessidade de recalculá-la sempre que a resposta impulsiva do canal se altera.

3.3 Emissão fora da faixa de interesse

A filtragem das sub-portadoras proposta pelo GFDM pode reduzir as emissões OOB (*Out-off-band*) quando comparada com o OFDM, como ilustrado pela Figura 6, onde o GFDM apresenta uma emissão fora da faixa de interesse diversas ordens de grandeza inferior ao OFDM, ao custo de maior complexidade na implementação [39]. Contudo, as transições abruptas entre os símbolos GFDM, como mostra a Figura 7, limitam o potencial de redução da emissão OOB. Uma redução adicional das emissões OOB pode ser obtida utilizando sub-símbolos de guarda ou janelamento temporal, conforme apresentado a seguir.

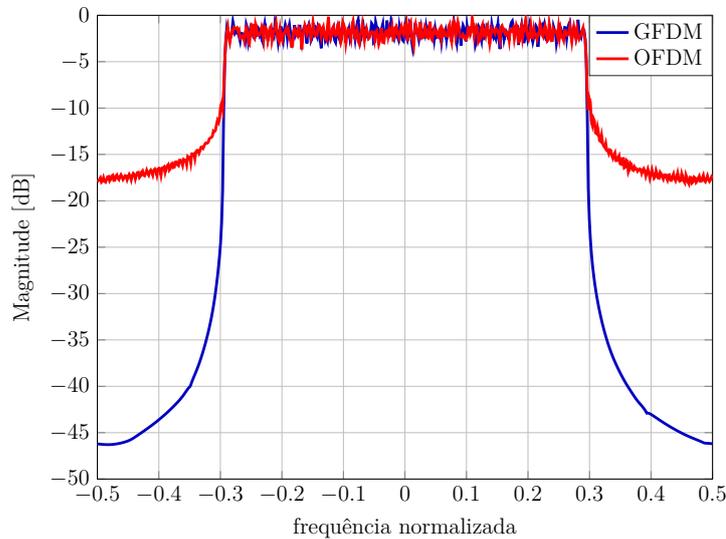


Figura 6 – PSD do GFDM e OFDM com $K = 128$ e 75 sub-portadoras ativas, $M = 7$, filtro RC e $\alpha = 0,5$.

3.3.1 GS-GFDM

Para a reduzir a emissão OOB, é necessário suavizar a transição entre os símbolos GFDM. A característica circular do sinal no domínio do tempo permite uma solução simples e elegante para reduzir as mudanças abruptas entre os símbolos GFDM. Como

pode ser visto na Figura 7, o 1º sub-símbolo contém a parcela mais significativa das transições abruptas no domínio do tempo.

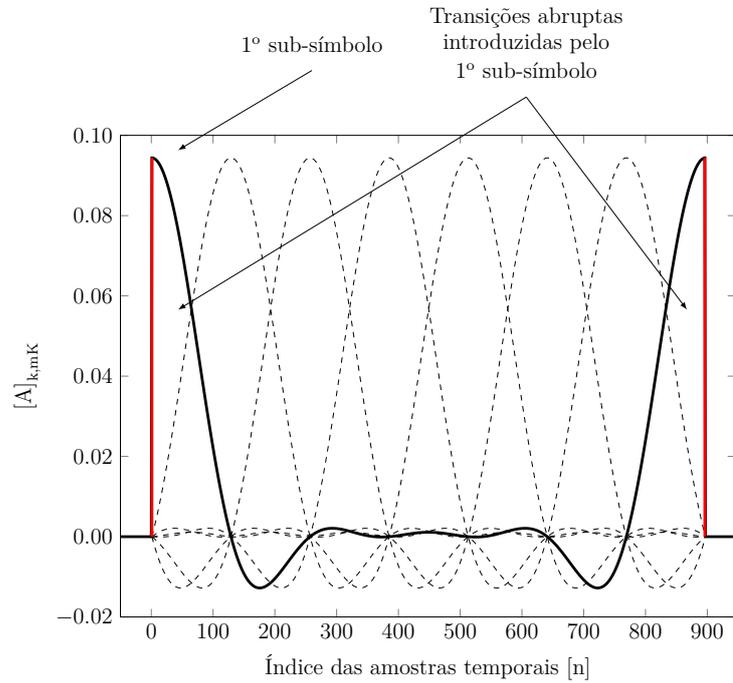
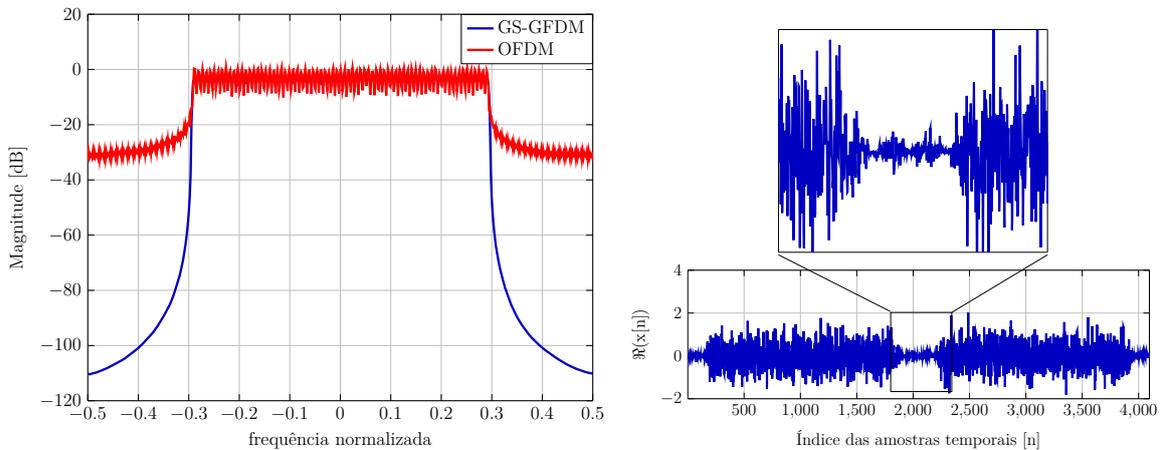


Figura 7 – Contribuições dos sub-símbolos do bloco GFDM na transição abrupta no domínio do tempo.

Ao desligar o 1º sub-símbolo, introduz-se um sub-símbolo de guarda entre os símbolos GFDM e a transição é suavizada pela redução gradual da amplitude do sinal. Esta técnica é denominada GS-GFDM (*Guard-symbol GFDM*) e a Figura 8 mostra o sinal no domínio do tempo e o espectro de frequência correspondente.



(a) Comparação da PSD do GS-GFDM e OFDM. (b) Parte real do sinal GS-GFDM, destacando a transição suave entre símbolos consecutivos.

Figura 8 – Sinal GS-GFDM.

A adição do **PC** irá reintroduzir as transições abruptas entre os símbolos **GFDM**. Uma solução para se evitar este problema é fazer com que o último sub-símbolo seja também desligado e, além disso, adotar $N_{PC}=K$. A desvantagem dessa abordagem reside na redução da taxa útil de transmissão do sistema, que passa a ser dada por

$$R_{GS} = \frac{M-2}{M} \times \frac{MK}{MK+K} = \frac{M-2}{M+1}. \quad (3.18)$$

A partir de (3.18) é possível concluir que esta técnica se torna interessante para casos em que M assume valores elevados.

3.3.2 W-GFDM

A técnica **W-GFDM** (*Windowed GFDM*) emprega uma janela temporal para suavizar a transição entre os símbolos **GFDM**, como mostra a Figura 9.

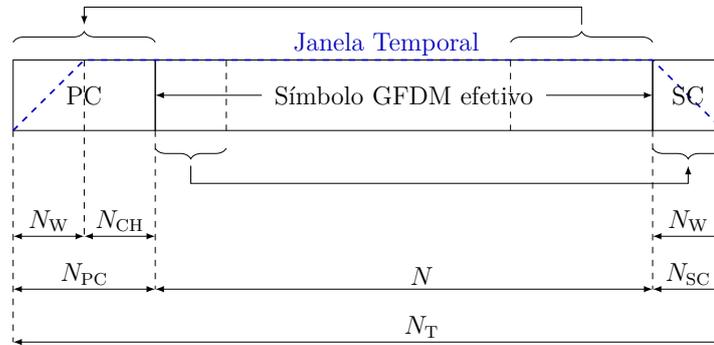


Figura 9 – Símbolo W-GFDM no domínio do tempo.

O **PC** é escolhido de forma a se obter um comprimento $N_{PC}=N_{CH}+N_W$ e o **SC** (Sufixo Cíclico) com tamanho $N_{SC}=N_W$, onde N_W é o tamanho da janela de transição adicionada ao símbolo **W-GFDM** e N_{CH} é o comprimento da resposta impulsiva do canal. O **SC** é simplesmente a cópia das primeiras N_{SC} amostras do símbolo **GFDM** efetivo adicionadas ao seu final, conforme ilustra a Figura 9. A janela temporal é definida como

$$w[n] = \begin{cases} w_{\text{rise}}[n] & \text{se } 0 \leq n < N_W \\ 1 & \text{se } N_W \leq n \leq N_{PC} + N \\ w_{\text{fall}}[n] & \text{se } N_{PC} + N < n < N_{PC} + N + N_W \end{cases}, \quad (3.19)$$

onde w_{rise} e w_{fall} são as transições de subida e descida da janela temporal, respectivamente. Estes segmentos podem assumir diferentes formatos. Os casos mais comuns são linear, cossenoidal, **RC** ou **RC** de 4ª ordem [3]. A Figura 10 mostra a densidade espectral de potência alcançada pelo **W-GFDM** quando utiliza-se as janelas linear e **RC**, com 32 amostras cada. Claramente, ao variar as sequências de subida e descida, a emissão **OOB** é impactada. As sequências que introduzem poucos pontos de inflexão em sua derivada apresentam baixa emissão **OOB**.

O **W-GFDM** pode ser empregado para se obter baixa emissão **OOB** e ainda manter uma alta eficiência espectral, mesmo quando o parâmetro M é pequeno. A perda na vazão do sistema devido às transições de subida e descida é dada por

$$R_W = \frac{N}{N + N_{PC} + 2N_W}. \quad (3.20)$$

Sendo N_{PC} definido segundo a resposta impulsiva do canal, este parâmetro afeta a eficiência espectral tanto do **GS-GFDM** quanto do **W-GFDM**. Como as sequências de subida e descida da janela temporal são menores que o símbolo **GFDM** efetivo, R_W é tipicamente maior que R_{GS} . Das Figuras 8a e 10, é possível concluir que ambas as técnicas podem atingir similar emissão **OOB**. Contudo, a técnica **W-GFDM** se apresenta como uma solução promissora para sistemas com alta eficiência espectral e baixa emissão **OOB**.

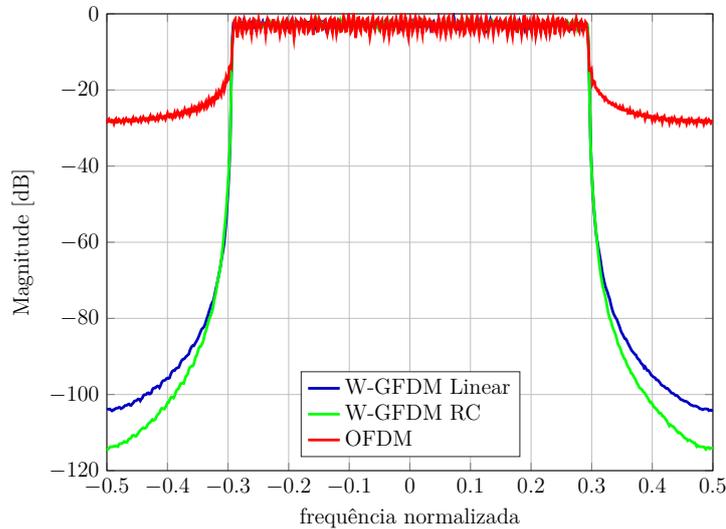


Figura 10 – PSD do W-GFDM utilizando as janelas linear e cosseno elevado em comparação com o OFDM.

3.4 Análise de desempenho da probabilidade de erro de símbolo do GFDM

As formas de ondas não-ortogonais são afetadas pela **ICI** e **IBI** e devem ser consideradas na recepção. Nesta seção, o desempenho da **SER** (*Symbol Error Rate*) do **GFDM** é avaliado assumindo diferentes modelos de canal para os demoduladores **ZF**, **MF** e **MMSE**. A Tabela 6 descreve os parâmetros utilizados nas simulações enquanto que a Tabela 7 apresenta os modelos de canal. Três modelos de canal são considerados: 1) canal **AWGN**; 2) **FSC** (*Frequency-Selective Channel*) de resposta impulsiva com 16 amostras de duração, variando linearmente de 0 dB a -10 dB e; 3) **TVC** (*Time-Variant Channel*), consistindo de canal plano em que o fator de escala é um número complexo aleatório com média nula e distribuição normal com variância unitária.

Tabela 6 – Parâmetros de simulação

Parâmetro	GFDM	OFDM
Mapeamento	4-QAM	4-QAM
Filtro de transmissão	RC	Retangular
Fator de decaimento (α)	0 e 0,9	0
Sub-portadoras (K)	64	64
Sub-símbolos (M)	9	1
Prefixo cíclico (N_{CP})	16	16

Tabela 7 – Modelos de canal para simulação

Modelo de canal	Resposta impulsiva
AWGN	$h_{AWGN} = 1$
FSC	$h_{FSC} = (10^{-\frac{2}{3}i})_{i=0,\dots,15}^T$
TVC	$h_{TVC} = \mathcal{CN}(0, 1)$

3.4.1 Desempenho da SER em canal AWGN

O desempenho da **SER** do **GFDM** depende do demodulador empregado para recuperar os dados transmitidos. Uma referência para a probabilidade de erros de símbolo pode ser obtida assumindo o demodulador **ZF**. Neste caso, a auto-interferência é eliminada no processo de demodulação. No entanto, devido ao formato da resposta em frequência do pulso de recepção, o ruído fora da banda de interesse é coletado, levando ao incremento da potência de ruído definido como **NEF** (*Noise Enhancement Factor*), dado por

$$\xi = \sum_{n=0}^{N-1} |b_{ZF}[n]|^2, \quad (3.21)$$

onde b_{ZF} é o pulso protótipo de recepção para o demodulador **ZF**, cuja probabilidade de erro de símbolo é dada por

$$p_{AWGN}(e) = 2 \left(\frac{\iota - 1}{\iota} \right) \operatorname{erfc}(\sqrt[2]{\varrho}) - \left(\frac{\iota - 1}{\iota} \right) \operatorname{erfc}^2(\sqrt[2]{\varrho}), \quad (3.22)$$

em que $\iota = \sqrt[2]{2^\mu}$, μ é o número de bits por símbolo e

$$\varrho = \frac{3R_T}{2(\iota^2 - 1)} \cdot \frac{E_s}{\xi N_0}, \quad (3.23)$$

sendo que E_s é a energia média dos símbolos de dados, N_0 é a densidade espectral de ruído e

$$R_T = \frac{N}{N_T} \quad (3.24)$$

representa a degradação da **SNR** em decorrência da inserção do prefixo e sufixo cíclicos.

A degradação do desempenho introduzida pelo **NEF** depende do filtro de transmissão protótipo utilizado. Tipicamente, quanto maior a auto-interferência a ser eliminada, maior será o **NEF**. Isso significa que quando o filtro **RC** é empregado, um alto valor do

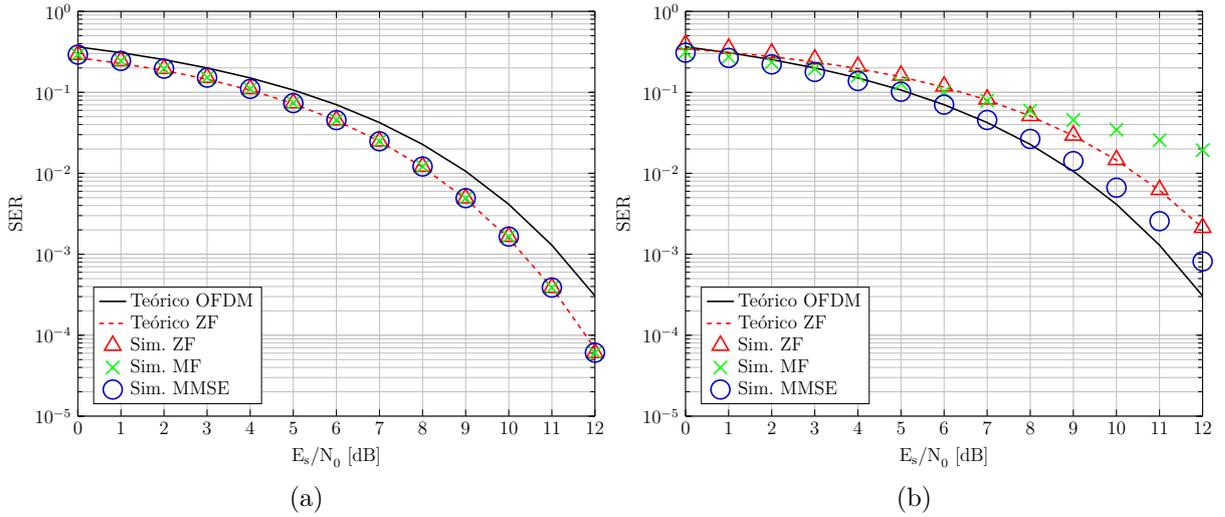


Figura 11 – Desempenho da SER do GFDM em canal AWGN. (a) Filtro RC com $\alpha = 0$. (b) Filtro RC com $\alpha = 0,9$.

fator de decaimento resulta em maior NEF, enquanto que baixos valores do fator de decaimento reduzem o NEF. A Figura 11 compara desempenho dos demoduladores lineares apresentados em (3.22), em que a SER do OFDM é traçada como referência. As Figuras 11a e 11b ilustram os resultados para $\alpha=0$ e $\alpha=0,5$ respectivamente.

A Figura 11a mostra que o GFDM supera o OFDM pelo uso mais eficiente do PC, uma vez que um único prefixo cíclico é utilizado para se proteger os M sub-símbolos do GFDM dos efeitos dispersivos do canal, enquanto que no OFDM, um PC é adicionado para cada símbolo, reduzindo a eficiência energética e consequentemente a eficiência espectral. Além disso, os três demoduladores lineares do GFDM apresentam o mesmo desempenho devido ao filtro RC com $\alpha=0$ resultar no pulso Dirichlet, tornando o GFDM ortogonal. Na Figura 11b, a auto-interferência impõe um elevado valor de erro residual quando o demodulador MF é utilizado. O NEF reduz a performance do demodulador ZF, enquanto que o demodulador MMSE apresenta uma relação de compromisso entre o ZF e o MF. Para baixa SNR, o demodulador MMSE se comporta como o MF, reduzindo o efeito do NEF. Para altos valores de SNR, o MMSE se aproxima do ZF, eliminando a auto-interferência ao custo do NEF.

3.4.2 Desempenho da SER em canal FSC

Nos canais seletivos em frequência, o efeito do NEF depende da resposta em frequência do filtro de recepção e do canal, isto significa que a SER das sub-portadoras podem ser diferentes entre si. Dessa forma, a probabilidade de erro de símbolo do GFDM considerando FSC pode ser calculada como uma média [6], a qual é aproximada por

$$p_{\text{FSC}}(e) = 2 \left(\frac{\iota - 1}{\iota K} \right) \sum_{k=0}^{K-1} \text{erfc}(\sqrt{\varrho_k}) - \frac{1}{K} \left(\frac{\iota - 1}{\iota} \right)^2 \sum_{k=0}^{K-1} \text{erfc}^2(\sqrt{\varrho_k}), \quad (3.25)$$

onde

$$\varrho_k = \frac{3R_T}{2(\ell^2 - 1)} \cdot \frac{E_s}{\xi_k N_0} \quad (3.26)$$

e

$$\xi_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \left| \frac{B_{k,0}[-n]}{H[n]} \right|^2, \quad (3.27)$$

com $B_{k,0}[n]$ sendo a resposta em frequência do filtro para a k -ésima sub-portadora do primeiro sub-símbolo e ξ_k é o NEF correspondente à k -ésima sub-portadora. Vale ressaltar que o incremento do ruído é o mesmo para todos os sub-símbolos, entretanto, a resposta em frequência do canal seletivo resulta em diferentes valores de NEF de acordo com a posição do filtro protótipo no domínio da frequência. A Figura 12 apresenta o desempenho da SER do sistema GFDM no canal FSC apresentado na Tabela 7.

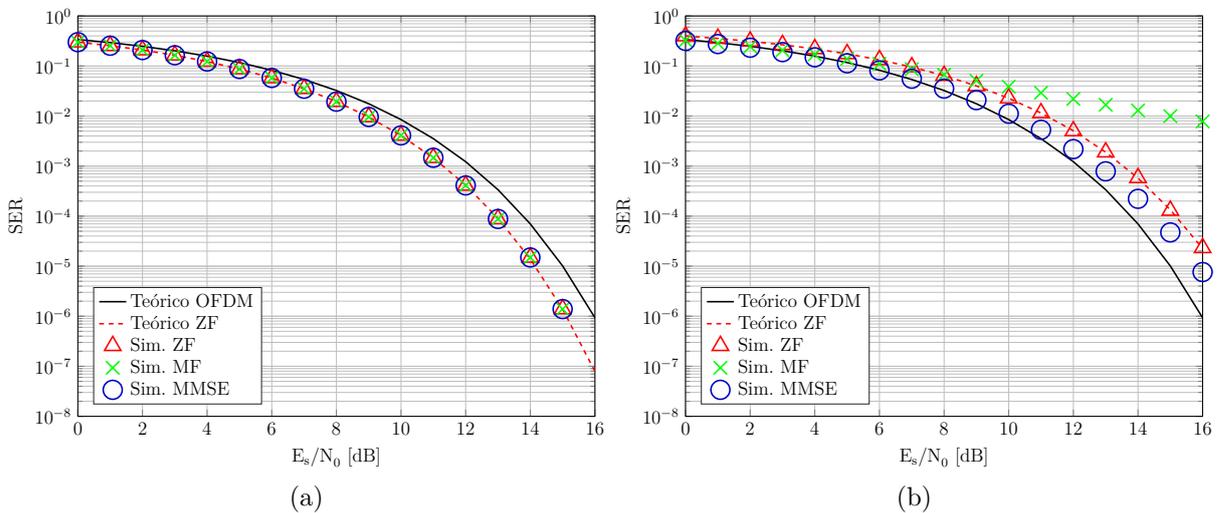


Figura 12 – Desempenho da SER do GFDM em canal seletivo. (a) Filtro RC com $\alpha = 0$. (b) Filtro RC com $\alpha = 0,9$.

Como pode ser visto na Figura 12a, os demoduladores GFDM apresentam o mesmo desempenho quando o pulso de transmissão é ortogonal. Novamente o GFDM supera o OFDM devido ao uso mais eficiente do PC. A Figura 12b mostra que tanto a IBI quanto a ICI impactam severamente a performance do demodulador MF, resultando em um elevado patamar de erro. Para o demodulador ZF, como esperado, o incremento de ruído introduz uma degradação no desempenho quando comparado com a SER obtida em que o pulso ortogonal é utilizado. O demodulador MMSE pode minimizar o impacto do NEF para baixos valores de SNR.

3.4.3 Desempenho da SER em canal TVC

O desempenho da SER do GFDM com demodulador ZF para TVC pode ser aproximada assumindo que o tempo de coerência do canal é maior que a duração de um

símbolo. Neste caso, a probabilidade de erro de símbolo é dada por [6]

$$p_{\text{TVC}}(e) = 2 \left(\frac{\iota - 1}{\iota} \right) \left(1 - \sqrt{\frac{\varrho_r}{1 + \varrho_r}} \right) - \left(\frac{\iota - 1}{\iota} \right)^2 \left[1 - \frac{4}{\pi} \sqrt{\frac{\varrho_r}{1 + \varrho_r}} \arctan \left(\sqrt{\frac{1 + \varrho_r}{\varrho_r}} \right) \right], \quad (3.28)$$

na qual

$$\varrho_r = \frac{3\sigma_r^2 R_T E_s}{\iota^2 - 1 \xi N_0}. \quad (3.29)$$

A Figura 13 mostra o desempenho da SER do GFDM assumindo o canal TVC, descrito na Tabela 7, para os demoduladores MF, ZF e MMSE. Novamente a curva teórica da SER do OFDM é utilizada como referência.

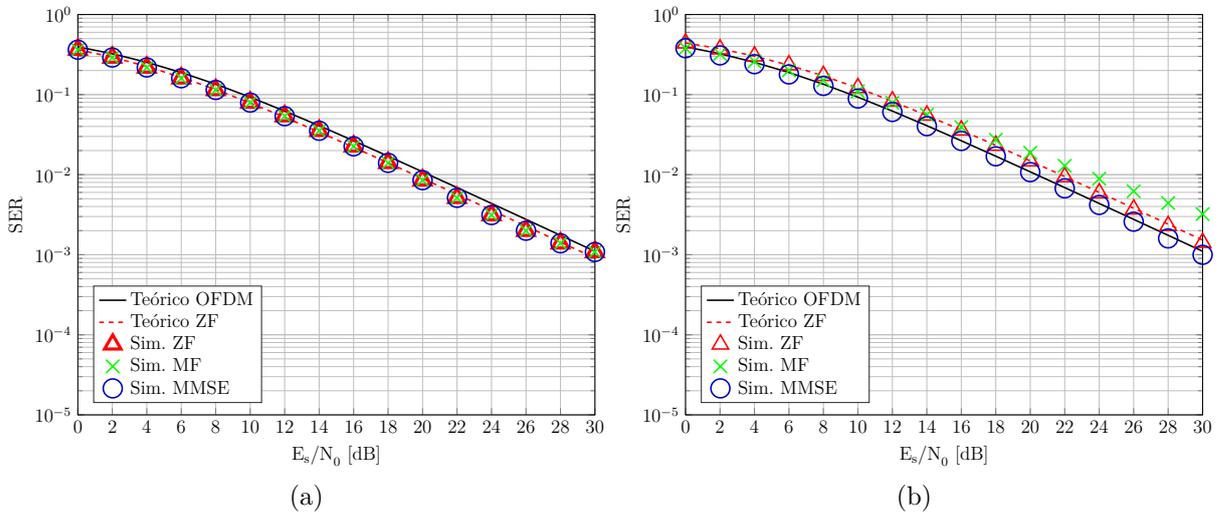


Figura 13 – Desempenho da SER do GFDM em canal variante no tempo. (a) Filtro RC com $\alpha = 0$. (b) Filtro RC com $\alpha = 0,9$.

Um comportamento semelhante ao observado sob os modelos de canal anteriormente discutidos pode ser visto aqui. Os demoduladores GFDM apresentam o mesmo desempenho quando o formato do pulso utilizado é ortogonal, como ilustrado pela Figura 13a, o deslocamento à esquerda da curva do GFDM em relação ao OFDM se deve ao uso mais eficiente do PC. Quando um pulso não-ortogonal é utilizado, o demodulador MMSE supera tanto o demodulador MF, que apresenta um patamar de erro, quanto o demodulador ZF, cuja performance é degradada pelo NEF.

4 Impacto dos erros de sincronismo no GFDM

Neste capítulo, o símbolo de dados demodulado é descrito, estatisticamente, em função dos símbolos de dados transmitidos pelo sistema GFDM e também do modelo conjunto que representa os erros de sincronismo. A partir deste modelo estatístico, são apresentados os passos necessários para se obter a expressão analítica da probabilidade de erro de bit do GFDM considerando os erros de sincronização.

4.1 Desvio de frequência da portadora

Nos sistemas de comunicação, as frequências de portadora são geralmente geradas a partir de sintetizadores, usualmente um PLL (*Phase-Locked Loop*), utilizando como referência um oscilador operando na frequência de ressonância de uma lâmina de cristal. A frequência de oscilação é especificada considerando uma certa variabilidade em ppm (*partes por milhão*), decorrente principalmente da estabilidade térmica dos componentes utilizados no circuito ressonante. Devido a esta variação, as frequências das portadoras do transmissor e do receptor podem ser ligeiramente diferentes, provocando um erro residual de frequência no sinal recebido, denominado de CFO (*Carrier Frequency Offset*). Este erro, caso não seja totalmente corrigido, causa um deslocamento linear do sinal recebido no domínio da frequência, podendo provocar ICI e redução da SNR.

A Figura 14 ilustra o diagrama em blocos simplificado do receptor, composto por misturador de frequências, responsável por transladar o sinal para banda básica, seguido de um filtro passa-baixas, com a finalidade de limitar a largura de faixa do sinal na entrada do amostrador.

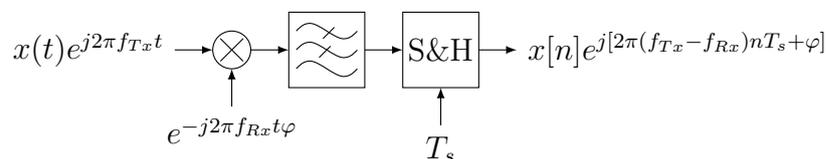


Figura 14 – Erro residual de frequência no sinal recebido.

Os sinais $x(t)$ e $x[n]$ são as representações do símbolo GFDM efetivo no domínio do tempo contínuo e no domínio discreto, nesta ordem. As variáveis f_{Tx} e f_{Rx} são respectivamente as frequências das portadoras de transmissão e recepção, t é a variável de tempo contínuo, T_s é o período de amostragem do sistema e n é o índice das amostras do símbolo efetivo no domínio discreto. O termo $e^{j[2\pi(f_{Tx}-f_{Rx})nT_s + \varphi]}$ é o erro residual de frequência

da portadora equivalente na banda básica, em que φ é a fase inicial da portadora na recepção. O erro de frequência absoluto é dado por

$$\Delta_{CFO} = f_{Tx} - f_{Rx}. \quad (4.1)$$

A distância entre as sub-portadoras é obtida dividindo-se a frequência de amostragem f_s pelo número de sub-portadoras K do símbolo GFDM,

$$d_f = \frac{f_s}{K} = \frac{1}{KT_s}. \quad (4.2)$$

A partir de (4.1) e (4.2), pode-se definir o CFO normalizado ε como a relação do erro de frequência absoluto Δ_{CFO} e a distância entre as sub-portadoras d_f ,

$$\varepsilon = \frac{\Delta_{CFO}}{d_f} = \Delta_{CFO}KT_s. \quad (4.3)$$

O erro residual de frequência f_c pode ser expresso como um tom complexo, em termos do CFO normalizado e do número de sub-símbolos M , ou seja,

$$f_c[n] = e^{j(2\pi\Delta_{CFO}nT_s+\varphi)} = e^{j(\frac{2\pi}{N}M\varepsilon n+\varphi)}. \quad (4.4)$$

A Figura 15 ilustra o deslocamento linear no domínio da frequência introduzido para $\varepsilon=0,2$ em um sistema GFDM com $K=4$ sub-portadoras e $M=5$ sub-símbolos. As linhas pontilhadas representam a posição ideal das sub-portadoras filtradas enquanto que as linhas vermelha e azul representam as sub-portadoras deslocadas para os índices $k=0$ e $k \neq 0$, respectivamente. A área preenchida em vermelho é a energia descartada da portadora desejada por causa da resposta em frequência do filtro protótipo de recepção. As áreas em azul correspondem à ICI sobre a sub-portadora $k=0$, introduzida pelas sub-portadoras adjacentes dada a resposta em frequência do pulso protótipo. Como mostrado pela Figura 15a, a interferência é reduzida quando $\alpha=0$ em comparação com $\alpha=1$, ilustrado pela Figura 15b.

4.2 Desvio do tempo de símbolo

Nos sistemas de comunicação, a identificação exata dos instantes que compreendem as mensagens é crucial para a correta recuperação da informação transmitida. Esta temporização é obtida através do processo de sincronismo, que tem por objetivo demarcar o início e a duração da sequência de símbolos. Erros residuais nesta temporização podem comprometer e até mesmo inviabilizar a comunicação.

Tipicamente, os desvios do tempo de símbolo, *STO (Symbol Timing Offset)*, podem ser causados por falha na detecção do início da estrutura de quadro, pelo desvio na frequência de amostragem entre o transmissor e receptor ou quando a dispersão introduzida pelo canal é maior que o comprimento do prefixo cíclico [14].

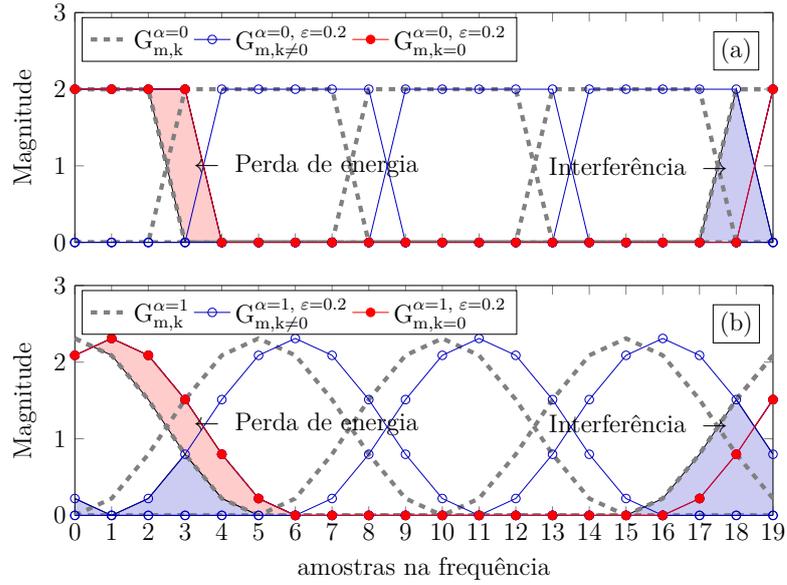


Figura 15 – ICI na portadora $k = 0$ para $\varepsilon = 0.2$. (a) $\alpha = 0$ e (b) $\alpha = 1$. $K = 4$, $M = 5$.

Assumindo um **STO** inteiro negativo, o símbolo **GFDM** na recepção é dado por

$$y[n] = \tilde{y}_{s-\gamma[n]}[\langle n + N_{PC} + \theta \rangle_{N_T}], \quad (4.5)$$

em que

$$\gamma[n] = \begin{cases} 1, & \text{se } n + N_{PC} + \theta < 0 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.6)$$

onde θ é o desvio do tempo de símbolo e $\tilde{y}_{s-\gamma[n]}$ representa o símbolo **GFDM** recebido, anterior ou atual, que precede o processo de sincronismo, compreendendo o **PC** seguido do símbolo efetivo. Posteriormente à sincronização e remoção do **PC**, a sequência das amostras de $y[n]$ é obtida conforme ilustrado pela Figura 16. Para $|\theta| > N_{PC}$, o símbolo **GFDM** efetivo sinalizado contém amostras do símbolo anterior, causando **IBI**.

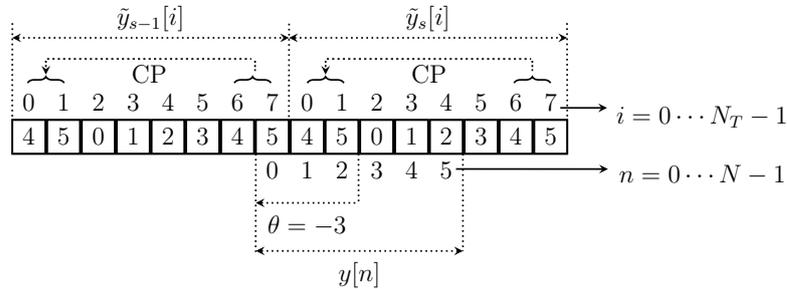


Figura 16 – Entrada do equalizador considerando desvio do tempo de símbolo inteiro à esquerda, $\theta = -3$, para $K = 2$, $M = 3$ e $N_{PC} = 2$.

4.3 Modelo conjunto de CFO e STO

Considerando ambos os desvios de tempo e frequência na entrada do equalizador como $y[n] \exp\left(j\left(\frac{2\pi M \varepsilon n}{N} + \varphi\right)\right)$, pode-se escrever (3.5) como

$$y_{\text{eq}}[n] = \mathcal{F}_N^{-1} \left(\frac{\mathcal{F}_N \left(y[n] e^{j\left(\frac{2\pi M \varepsilon n}{N} + \varphi\right)} \right)}{\mathcal{F}_N \left(\hat{h}[n] \right)} \right) = \mathcal{F}_N^{-1} \left(\frac{Y[k - M\varepsilon] e^{j\varphi}}{\hat{H}[k]} \right). \quad (4.7)$$

Assumindo que o receptor estima perfeitamente o canal [17], a rotação de fase no domínio da frequência causada pelo STO pode ser totalmente compensada pela equalização de canal. Assim, considerando canal AWGN, a resposta em frequência estimada é dada por

$$\hat{H}[k] = e^{j\left(\frac{2\pi k \theta}{N} + \varphi\right)} \quad k = 0 \dots N - 1, \quad (4.8)$$

e o sinal na saída do equalizador fica

$$\begin{aligned} y_{\text{eq}}[n] &= y[\langle n - \theta \rangle_N] e^{j\frac{2\pi}{K} \varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} \\ &= \tilde{y}_{s-\gamma[\langle n - \theta \rangle_N]} [\langle \langle n - \theta \rangle_N + N_{\text{PC}} + \theta \rangle_{N_T}] e^{j\frac{2\pi}{K} \varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} \\ &= x_{s-\gamma[\langle n - \theta \rangle_N]} \left[\langle \langle n - \theta \rangle_N + N_{\text{PC}} + \theta \rangle_{N_T} - N_{\text{PC}} \right] e^{j\frac{2\pi}{K} \varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} \\ &\quad + \tilde{z}_{s-\gamma[\langle n - \theta \rangle_N]} [\langle \langle n - \theta \rangle_N + N_{\text{PC}} + \theta \rangle_{N_T}] e^{j\frac{2\pi}{K} \varepsilon \langle n - \theta \rangle_N}. \end{aligned} \quad (4.9)$$

De fato, quando o STO é menor ou igual ao comprimento do prefixo cíclico, a sequência na saída do equalizador representa um símbolo GFDM sem deslocamento temporal. Por outro lado, quando o STO é maior que o PC, ocorre IBI e o sinal $y_{\text{eq}}[n]$, embora sem deslocamento temporal, é composto por amostras do símbolo atual e anterior, conforme ilustrado pela Figura 17. O sinal equalizado resultante pode ser expresso como

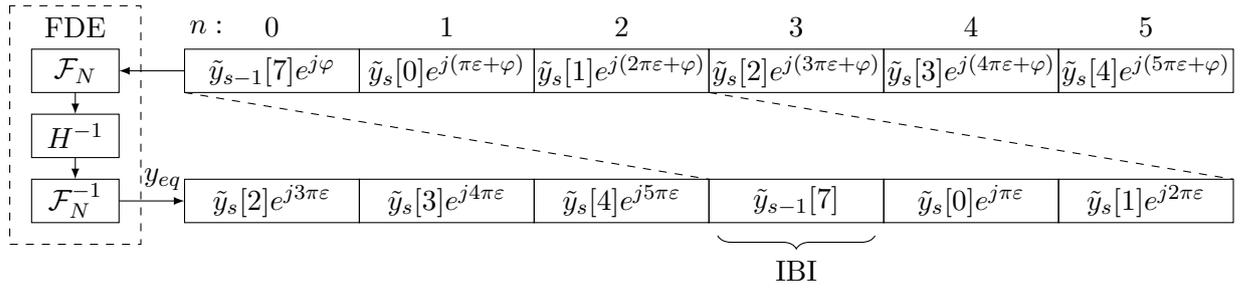
$$\begin{aligned} y_{\text{eq}}[n] &= \rho[n] (x_s[n] + z_s[n]) e^{j\frac{2\pi}{K} \varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} + \lambda[n] (x_{s-1}[\langle n + N_{\text{PC}} \rangle_N] \\ &\quad + z_{s-1}[\langle n + N_{\text{PC}} \rangle_N]) e^{j\frac{2\pi}{K} \varepsilon \langle n - \theta \rangle_N}, \end{aligned} \quad (4.10)$$

onde

$$\rho[n] = \begin{cases} 1, & \text{se } \langle n - \theta \rangle_N + N_{\text{PC}} + \theta \geq 0 \\ 0, & \text{caso contrário} \end{cases}, \quad (4.11)$$

$$\text{com } \lambda[n] = 1 - \rho[n]. \quad (4.12)$$

Os sinais ρ e λ são janelas retangulares que selecionam as amostras que compõe o símbolo GFDM efetivo na saída do equalizador.


 Figura 17 – Saída do equalizador para $\theta = -3$, $K = 2$, $M = 3$ e $N_{PC} = 2$.

4.4 Probabilidade de erro de bit

Conforme apresentado no Capítulo 3, o sinal GFDM pode ser descrito como a combinação de N diferentes versões de um pulso protótipo $a[n]$, cada uma rotacionada circularmente, tanto no tempo quanto na frequência, e escalonada de acordo com o correspondente símbolo de dado a ser transmitido. Logo, (3.2) pode ser reescrita da seguinte forma

$$x[n] = \sum_{u=0}^{N-1} d[u]a \left[\langle n - \langle u \rangle_M K \rangle_N \right] e^{j \frac{2\pi(u - \langle u \rangle_M)n}{N}}, \quad n = 0 \cdots N - 1, \quad (4.13)$$

onde $d[u]$ é o símbolo de dado transmitido na k -ésima sub-portadora do m -ésimo sub-símbolo. É válido ressaltar que $m = \langle u \rangle_M$, $k = (u - m) / M$ e u é o índice dos símbolos de dados transmitidos. Essa modificação permite substituir o duplo somatório em (3.2) por um único somatório.

De maneira similar, os índices m e k podem ser substituídos em (3.6) por $q = \langle v \rangle_M$ e $p = (v - q) / M$, que são os índices na recepção respectivamente dos sub-símbolos e das sub-portadoras. Dessa forma, os símbolos demodulados são dados por

$$\hat{d}[v] = \sum_{n=0}^{N-1} y_{eq}[n]b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] e^{-j \frac{2\pi(v - \langle v \rangle_M)n}{N}}, \quad (4.14)$$

em que $v = 0 \cdots N - 1$ é o índice dos símbolos de dados demodulados.

Considerando o canal de transmissão como AWGN, (4.14) pode ser reescrita em termos do sinal transmitido $x[n]$, substituindo (4.10) em (4.14). Logo,

$$\begin{aligned} \hat{d}[v] = & \sum_{n=0}^{N-1} \rho[n]x_s[n]e^{j \frac{2\pi}{K}\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] e^{-j \frac{2\pi(v - \langle v \rangle_M)n}{N}} \\ & + \sum_{n=0}^{N-1} \lambda[n]x_{s-1}[\langle n + N_{PC} \rangle_N]e^{j \frac{2\pi}{K}\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] e^{-j \frac{2\pi(v - \langle v \rangle_M)n}{N}} \\ & + \sum_{n=0}^{N-1} z[n]e^{j \frac{2\pi}{K}\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N} b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] e^{-j \frac{2\pi(v - \langle v \rangle_M)n}{N}}. \end{aligned} \quad (4.15)$$

Substituindo (4.13) em (4.15) e após algumas manipulações, resulta em

$$\begin{aligned}
\hat{d}[v] = & \sum_{u=0}^{N-1} d_s[u] \sum_{n=0}^{N-1} \rho[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] a \left[\langle n - \langle u \rangle_M K \rangle_N \right] \\
& \times e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N + n(u - v + \langle v \rangle_M - \langle u \rangle_M)]} \\
& + \sum_{u=0}^{N-1} d_{s-1}[u] \sum_{n=0}^{N-1} \lambda[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] a \left[\langle \langle n + N_{PC} \rangle_N - \langle u \rangle_M K \rangle_N \right] \\
& \times e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N - n(v - \langle v \rangle_M) + (u - \langle u \rangle_M) \langle n + N_{PC} \rangle_N]} \\
& + \sum_{n=0}^{N-1} z[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N - n(v - \langle v \rangle_M)]}. \tag{4.16}
\end{aligned}$$

A Eq. (4.16) permite demodular o símbolo de dados desejado considerando o canal de transmissão plano juntamente com a presença de CFO e STO. É interessante notar que o primeiro termo em (4.16) representa o símbolo de dados esperado na demodulação, porém, afetado pela ICI. O segundo termo é a IBI introduzida quando o desvio temporal é maior que o comprimento do PC e o terceiro termo é a sequência de amostras de ruído filtradas pelo pulso utilizado na recepção. O modelo representado por (4.16) pode ser utilizado para se obter a expressão da probabilidade de erro de bit, conforme descrito a seguir. Seja a sequência de símbolos de dados transmitidos pelos símbolos GFDM nos instantes s e $s-1$ definida como

$$d[\ell] = \begin{cases} d_s[u], & \text{para } 0 \leq \ell \leq N-1 \\ d_{s-1}[u], & \text{para } N \leq \ell \leq 2N-1 \end{cases}, \tag{4.17}$$

onde $\ell = 0 \dots 2N-1$ e $u = \langle \ell \rangle_N$. Ao substituir (4.17) em (4.16) obtém-se

$$\begin{aligned}
\hat{d}[v] = & \sum_{\ell=0}^{N-1} d[\ell] \sum_{n=0}^{N-1} \rho[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] a \left[\langle n - \langle \ell \rangle_M K \rangle_N \right] \\
& \times e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N + n(\langle \ell \rangle_N - v + \langle v \rangle_M - \langle \ell \rangle_M)]} \\
& + \sum_{\ell=N}^{2N-1} d[\ell] \sum_{n=0}^{N-1} \lambda[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] a \left[\langle \langle n + N_{PC} \rangle_N - \langle \ell \rangle_M K \rangle_N \right] \\
& \times e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N - n(v - \langle v \rangle_M) + (\langle \ell \rangle_N - \langle \ell \rangle_M) \langle n + N_{PC} \rangle_N]} \\
& + \sum_{n=0}^{N-1} z[n] \xi(v, n), \tag{4.18}
\end{aligned}$$

onde $\xi(v, n) = b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N - n(v - \langle v \rangle_M)]}$.

Fazendo

$$\begin{aligned}
L(v, \ell) = & \sum_{n=0}^{N-1} \rho[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] a \left[\langle n - \langle \ell \rangle_M K \rangle_N \right] \\
& \times e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N + n(\langle \ell \rangle_N - v + \langle v \rangle_M - \langle \ell \rangle_M)]}, \tag{4.19}
\end{aligned}$$

e

$$J(v, \ell) = \sum_{n=0}^{N-1} \lambda[n] b \left[\langle n - \langle v \rangle_M K \rangle_N \right] a \left[\langle \langle n + N_{\text{PC}} \rangle_N - \langle \ell \rangle_M K \rangle_N \right] \\ \times e^{j \frac{2\pi}{N} [M\varepsilon \langle n - \theta \rangle_N - n(v - \langle v \rangle_M) + (\langle \ell \rangle_N - \langle \ell \rangle_M) \langle n + N_{\text{PC}} \rangle_N]}, \quad (4.20)$$

é possível definir $S(v, \ell)$ como o conjunto dos coeficientes da interferência introduzida pela ICI e IBI, respectivamente $L(v, \ell)$ e $J(v, \ell)$. Assim

$$S(v, \ell) = \begin{cases} L(v, \ell), & \text{para } 0 \leq \ell \leq N - 1 \\ J(v, \ell), & \text{para } N \leq \ell \leq 2N - 1 \end{cases}. \quad (4.21)$$

Assumindo que os símbolos de dados são transmitidos utilizando a modulação BPSK (*Bipolar Phase Shift Keying*), com $d \in \{-1, 1\}$ e, sem perda de generalidade, assumindo que o símbolo de dados transmitido seja $d[\ell=v]=1$, então as definições apresentadas em (4.19), (4.20) e (4.21) podem ser usadas para reescrever (4.18) como

$$\hat{d}[v] = S(v, v) + \sum_{\ell=0, \ell \neq v}^{2N-1} d[\ell] S(v, \ell) + \sum_{n=0}^{N-1} z[n] \xi(v, n). \quad (4.22)$$

Uma vez que $d[\ell]$ são variáveis aleatórias discretas independentes com distribuição uniforme e que $\hat{d}[v]$ é a soma ponderada dessas variáveis aleatórias, a CHF (*Characteristic Function*) de $\hat{d}[v]$ é o produto das CHFs individuais de cada variável [14][16][40]. Além disso, sendo que a modulação BPSK é utilizada, pode-se considerar apenas $\Re(\hat{d}[v])$. Logo

$$\phi_{\hat{d}[v]}(\omega) = e^{j\omega \Re(S(v, v))} \prod_{\ell=0, \ell \neq v}^{2N-1} \cos(\omega \Re(S(v, \ell))) \prod_{n=0}^{N-1} e^{-\frac{\xi(v, n)^2 \omega^2 \sigma^2}{2}}. \quad (4.23)$$

Manipulando o produto de exponenciais e aplicando a identidade entre o produto e a soma de cossenoides ¹ [15], é possível reescrever (4.23) da seguinte forma

$$\phi_{\hat{d}[v]}(\omega) = \frac{e^{j\omega \Re(S(v, v))}}{2^{P-1}} \sum_{\kappa=0}^{2^{P-1}} \cos(\omega \Phi_v^T \mathbf{g}_\kappa) e^{-\frac{\omega^2 \sigma^2}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \xi(v, n)^2}, \quad (4.24)$$

onde $P = 2N - 1$, $\Phi_v = [\Re(S(v, \ell))]$ para $\forall \ell \neq v$ e $(\cdot)^T$ representa a operação de transposição. O vetor \mathbf{g}_κ é a κ -ésima coluna da matriz \mathbf{G}_P com dimensão $P \times 2^{P-1}$. O vetor coluna \mathbf{g}_κ é, essencialmente, a representação binária do número $2^P - \kappa - 1$, substituindo os zeros por -1 . A matriz \mathbf{G}_P , para $P = 4$, é

$$\mathbf{G}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}.$$

¹ $\cos(C) \cos(D) = \frac{1}{2} [\cos(C + D) + \cos(C - D)]$

Seja $\sigma_v^2 = \sigma^2 E_\xi$ a variância do ruído na saída do demodulador, com $E_\xi = \sum_{n=0}^{N-1} \xi(v, n)^2$ como o NEF para qualquer valor do subíndice v . A CHF resultante, utilizando a fórmula de Euler², pode ser escrita como

$$\phi_{\hat{d}[v]}(\omega) = \frac{1}{2^P} \sum_{\kappa=0}^{2^P-1} e^{j\omega\alpha_{v,\kappa} - \omega^2\sigma_v^2/2} + e^{j\omega\beta_{v,\kappa} - \omega^2\sigma_v^2/2}, \quad (4.25)$$

com

$$\alpha_{v,\kappa} = \Re \left(S(v, v) + \Phi_v^T g_\kappa \right) \quad (4.26)$$

e

$$\beta_{v,\kappa} = \Re \left(S(v, v) - \Phi_v^T g_\kappa \right). \quad (4.27)$$

A CHF de uma variável aleatória gaussiana \mathcal{X} com média μ e variância σ^2 é $\phi_{\mathcal{X}}(\omega) = e^{-j\omega\mu - \omega^2\sigma^2/2}$ [40]. Dessa forma, fica evidente que (4.25) representa a combinação de funções de densidade gaussiana com média $\alpha_{v,\kappa}$ e $\beta_{v,\kappa}$ e variância σ_v^2 . A função densidade de probabilidade equivalente de (4.25) é dada por

$$f_{\hat{d}_v}(d_v) = \frac{1}{2^P} \sum_{\kappa=0}^{2^P-1} \frac{e^{-(d_v - \alpha_{v,\kappa})^2/2\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} + \frac{e^{-(d_v - \beta_{v,\kappa})^2/2\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}}. \quad (4.28)$$

Como foi assumido que o símbolo de dados transmitido é igual a 1, um erro ocorre quando o símbolo de dados demodulado \hat{d}_v é negativo. A probabilidade de erro na decisão do bit transmitido pode ser obtida a partir da função densidade cumulativa, integrando-se (4.28) no intervalo $-\infty$ a 0, assim

$$\begin{aligned} P_b(\hat{d}_v < 0) &= \frac{1}{2^P} \int_{-\infty}^0 \left[\sum_{\kappa=0}^{2^P-1} \frac{e^{-(\tau - \alpha_{v,\kappa})^2/2\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} + \frac{e^{-(\tau - \beta_{v,\kappa})^2/2\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} \right] d\tau \\ &= \frac{1}{2^P} \sum_{\kappa=0}^{2^P-1} \left[\int_{-\infty}^0 \frac{e^{-(\tau - \alpha_{v,\kappa})^2/2\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} d\tau + \int_{-\infty}^0 \frac{e^{-(\tau - \beta_{v,\kappa})^2/2\sigma_v^2}}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} d\tau \right]. \end{aligned} \quad (4.29)$$

As integrais presentes em (4.29) podem ser obtidas pela função Q , resultando em

$$P_b(\hat{d}_v < 0) = \frac{1}{2^P} \sum_{\kappa=0}^{2^P-1} Q \left(\frac{\alpha_{v,\kappa}}{\sigma_v} \right) + Q \left(\frac{\beta_{v,\kappa}}{\sigma_v} \right). \quad (4.30)$$

Fazendo $\eta = E_b/N_0$, para $E_b = 1$ e $\sigma^2 = \sigma_v^2/E_\xi = N_0/2$, a BER do sistema, considerando todos os N símbolos transmitidos, é dada por

$$P_b = \frac{1}{N2^P} \sum_{v=0}^{N-1} \sum_{\kappa=0}^{2^P-1} Q \left(\sqrt{\frac{2\eta}{E_\xi}} \alpha_{v,\kappa} \right) + Q \left(\sqrt{\frac{2\eta}{E_\xi}} \beta_{v,\kappa} \right). \quad (4.31)$$

É importante ressaltar que a complexidade para se computar (4.31) cresce exponencialmente com $P = 2N - 1$.

² $\cos(D) = \frac{e^{jD} + e^{-jD}}{2}$

4.5 Análise numérica

Esta Seção apresenta o desempenho da BER do sistema GFDM aplicado ao cenário IoT, com o mesmo número de sub-portadoras $K=4$ da proposta apresentada no Capítulo 2, contudo, utilizando um número reduzido de sub-símbolos de forma a diminuir a complexidade da análise numérica. As curvas simuladas da eficiência energética do sistema GFDM foram obtidas através de uma simulação em ambiente Matlab empregando-se o método de Monte Carlo. Os pulsos e matrizes de transmissão e recepção utilizadas na simulação foram obtidas a partir de um conjunto de funções organizadas em uma biblioteca do sistema GFDM e disponibilizada em [41].

Considerou-se $M=3$ que, para $N=12$, requer $N2^{2N} = 201326592$ execuções da função Q . Nesta simulação é feita uma comparação do GFDM e do OFDM para diferentes combinações de CFO e STO, ilustrada pela Figura 18. O GFDM emprega o equalizador ZF e utiliza como filtro protótipo o pulso RC com fator de decaimento $\alpha=0$, também conhecido como pulso Dirichlet [37], tornando o sistema ortogonal. As curvas de desempenho teóricas do OFDM foram obtidas a partir de [14] para $K=4$ e $K=12$, respectivamente o mesmo número de subportadoras $K=4$ e símbolos de dados $N=12$ utilizados no sistema GFDM. Quando o STO assume valor negativo menor ou igual ao PC e, na ausência de CFO, as curvas se aproximam do desempenho de BER teórico do BPSK, conforme mencionado na Seção 4.2, porém, com a degradação referente a compensação da potência do ruído devido à inserção do PC. O modelo teórico proposto confere com a simulação, mostrando que os resultados obtidos podem ser usados para se estimar a BER do GFDM sob a influência dos erros de sincronismo [42]. Além disso, o GFDM demonstra ser mais sensível aos efeitos isolados e combinados de CFO e STO quando comparado com o OFDM. A

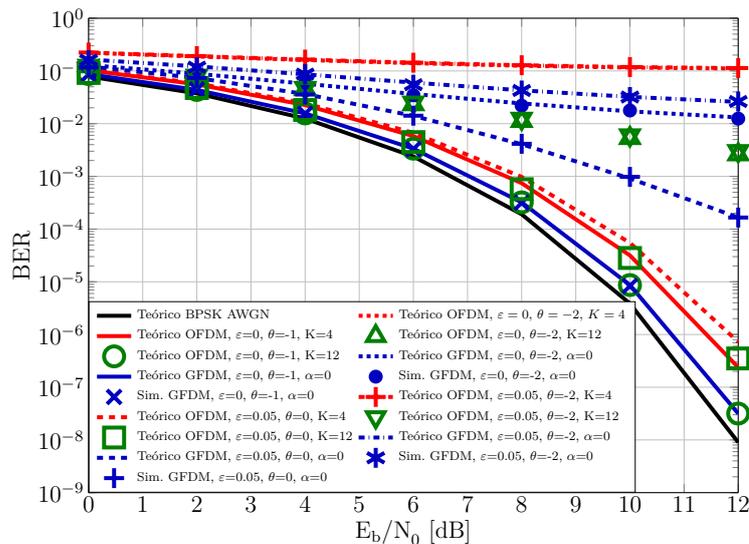


Figura 18 – Comparação do GFDM e OFDM considerando CFO e STO. Parâmetros do GFDM: $K = 4$, $M = 3$, $N = 12$, $N_{PC} = 1$, pulso Dirichlet.

Figura 19 mostra que a curva de BER do GFDM apresenta um patamar de erro algumas ordens de grandeza maior que o OFDM para um mesmo CFO normalizado. Verifica-se também que o filtro protótipo de recepção com maior fator de decaimento provoca uma maior degradação no desempenho do sistema. Este comportamento pode ser explicado pela Figura 15, em que o desvio de frequência introduzido pelo erro de sincronização é ilustrado no domínio da frequência, para diferentes valores do fator de decaimento. Os

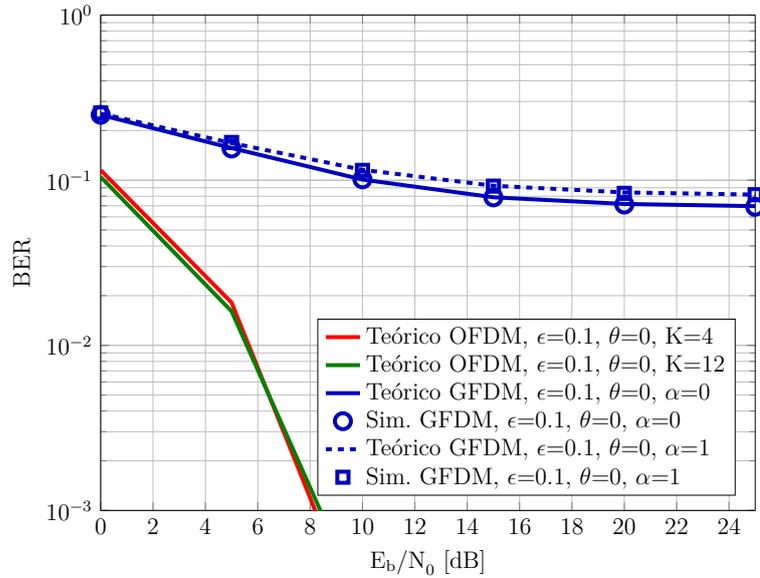


Figura 19 – Comparação do GFDM e OFDM considerando somente o CFO para diferentes valores do fator de decaimento. Parâmetros do GFDM: $K = 4$, $M = 3$, $N = 12$, $N_{PC} = 1$, pulso RC.

gráficos das Figuras 18 e 19 demonstram que as curvas de desempenho obtidas através de (4.31) representam de maneira exata o mesmo resultado obtido pelas simulações, validando as expressões propostas. Tais expressões são verdadeiras para quaisquer pulsos protótipos e configurações do GFDM [5], permitindo estender sua aplicação na análise de desempenho da BER de outras formas de onda também candidatas a implementação da camada física do 5G e que possam ser obtidas a partir do GFDM. Como exemplo, ao fazer $M=1$, $K>1$ e filtro protótipo de resposta impulsiva retangular, obtém-se o sinal OFDM. Adotando-se $M>1$, $K=1$ e filtro protótipo de resposta impulsiva Dirichlet, o GFDM se comporta tal qual o sistema SC-FDE (*Single-Carrier Frequency-Domain Equalization*).

Embora a análise numérica esteja limitada pela complexidade do número de operações envolvidas, a expressão proposta pode ser utilizada para se calibrar um simulador de modo que os resultados para ordens de modulação mais elevadas sejam obtidos com maior confiabilidade. Além disso, pode também auxiliar na obtenção de aproximações que permitam estimar a BER do sistema para qualquer valor de N .

5 Conclusões

Este trabalho apresenta um panorama das futuras redes de comunicação móvel de 5ª geração e os principais requisitos de cada um dos cenários previstos, com foco nos desafios para o sincronismo das aplicações de IoT/mMTC de baixo consumo. Além disso, são apresentados os fundamentos do sistema GFDM, uma das formas de onda candidatas a implementação da camada física do 5G.

O cenário IoT/mMTC está sendo apontado como o mais promissor em relação ao aumento de receitas para as operadoras, geração de novos negócios e oferta de serviços mais inovadores aos usuários.

A principal contribuição deste trabalho consiste no estudo do impacto de eventuais erros de sincronização dos dispositivos IoT/mMTC que, devido aos requisitos de baixa complexidade e baixo consumo de energia, demandam um sistema de sincronização mais relaxado. Para tal, definiu-se um modelo conjunto de CFO e STO que permitiu a derivação de uma expressão analítica para a análise de desempenho da BER do sistema GFDM sob a influência dos erros de sincronismo.

O cálculo da probabilidade de erro de bit considerando tanto o CFO quanto o STO conferem precisamente com o resultado das simulações, mostrando que a expressão proposta pode ser usada para se prever o comportamento do GFDM na presença destes erros de sincronismo. Esta investigação foi conduzida através da comparação de desempenho do GFDM com o OFDM e demonstra que o sistema GFDM, embora mais eficiente nos quesitos emissão espúria e uso do prefixo cíclico, é mais sensível aos erros de sincronização. Estes resultados foram publicados em [42].

É interessante ressaltar que em virtude da natureza flexível do sistema GFDM, pode-se estender a aplicação da expressão encontrada na análise de desempenho da BER para outras formas de onda também candidatas a implementação da camada física do 5G.

Como oportunidade para trabalhos futuros tem-se a pesquisa de mecanismos para mitigar desvios residuais de frequência, o estudo do impacto dos erros de sincronismo considerando canais seletivos e a derivação das expressões para modulações de maior ordem. Além destas, é interessante obter-se um algoritmo para reduzir a complexidade dos cálculos envolvidos, por exemplo, através de uma aproximação da degradação do desempenho pela redução da SNR, o que permitiria a análise do sistema em outros cenários.

Referências

- 1 MSHVIDOBADZE, T. Evolution Mobile Wireless Communication and LTE Networks. In: *2012 6th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–7. [14](#)
- 2 WUNDER, G. et al. 5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications. *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 2, p. 97–105, February 2014. ISSN 0163-6804. [14](#), [15](#)
- 3 MICHAILOW, N. et al. Generalized Frequency Division Multiplexing for 5th Generation Cellular Networks. *IEEE Transactions on Communications*, v. 62, n. 9, p. 3045–3061, Sept 2014. ISSN 0090-6778. [14](#), [28](#), [31](#)
- 4 BANELLI, P. et al. Modulation Formats and Waveforms for 5G Networks: Who Will Be the Heir of OFDM?: An overview of alternative modulation schemes for improved spectral efficiency. *Signal Processing Magazine, IEEE*, v. 31, n. 6, p. 80–93, Nov 2014. ISSN 1053-5888. [15](#)
- 5 GASPAR, I. et al. GFDM - A Framework for Virtual PHY Services in 5G Networks. *ArXiv e-prints*, jul. 2015. [15](#), [16](#), [25](#), [46](#)
- 6 MATTHÉ, M. et al. In: XIANG, W.; ZHENG, K.; SHEN, X. (Ed.). *5G Mobile Communications*. [S.l.]: Springer International Publishing, 2016. p. 223–259. ISBN 978-3-319-34208-5. [15](#), [23](#), [25](#), [26](#), [27](#), [34](#), [36](#)
- 7 FETTWEIS, G. et al. *ITU-T Technology Watch Report: The Tactile Internet*. [S.l.], 2014. 20 p. Disponível em: <https://www.itu.int/oth/T2301000023/en>. [16](#)
- 8 FETTWEIS, G. P. The Tactile Internet: Applications and Challenges. *IEEE Vehicular Technology Magazine*, v. 9, n. 1, p. 64–70, March 2014. ISSN 1556-6072. [16](#)
- 9 ZANELLA, A. et al. Internet of Things for Smart Cities. *IEEE Internet of Things Journal*, v. 1, n. 1, p. 22–32, Feb 2014. ISSN 2327-4662. [16](#)
- 10 HU, F. (Ed.). *Opportunities in 5G Networks: A Research and Development Perspective*. [S.l.]: CRC Press 2016. ISBN 978-1-4987-3954-2. [16](#)
- 11 SMAINI, L. *RF Analog Impairments Description and Modeling*. [S.l.]: John Wiley & Sons, Ltd, 2012. ISBN 9781118438046. [17](#)
- 12 SCHMIDL, T. M.; COX, D. C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM. *IEEE Transactions on Communications*, v. 45, n. 12, p. 1613–1621, Dec 1997. ISSN 0090-6778. [17](#)
- 13 SCHMIDL, T. M.; COX, D. C. Low-overhead, low-complexity [burst] synchronization for OFDM. In: *Communications, 1996. ICC '96, Conference Record, Converging Technologies for Tomorrow's Applications. 1996 IEEE International Conference on*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 3, p. 1301–1306 vol.3. [17](#)

- 14 HAMZA, A. M.; MARK, J. W. Closed-Form Expressions for the BER/SER of OFDM Systems With an Integer Time Offset. *IEEE Transactions on Communications*, v. 63, n. 11, p. 4461–4473, Nov 2015. ISSN 0090-6778. [17](#), [38](#), [43](#), [45](#)
- 15 DHARMAWANSA, P. et al. An exact error probability analysis of OFDM systems with frequency offset. *IEEE Transactions on Communications*, v. 57, n. 1, p. 26–31, January 2009. ISSN 0090-6778. [17](#), [43](#)
- 16 SATHANANTHAN, K.; TELLAMBURA, C. Probability of Error Calculation of OFDM Systems with Frequency Offset. *IEEE Transactions on Communications*, v. 49, n. 11, p. 1884–1888, Nov 2001. ISSN 0090-6778. [17](#), [43](#)
- 17 GASPAR, I. S. et al. A Synchronization Technique for Generalized Frequency Division Multiplexing. *EURASIP Journal on Advances in Signal Processing*, v. 2014, n. 1, p. 67, 2014. ISSN 1687-6180. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1186/1687-6180-2014-67>. [17](#), [40](#)
- 18 CHOI, J. H. et al. Effect of timing and frequency synchronization errors on GFDM systems. In: *Information and Communication Technology Convergence (ICTC), 2015 International Conference on*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1322–1325. [17](#)
- 19 LIM, B.; KO, Y. C. SIR Analysis of OFDM and GFDM Waveforms With Timing Offset, CFO, and Phase Noise. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, v. 16, n. 10, p. 6979–6990, Oct 2017. ISSN 1536-1276. [17](#)
- 20 KADUR, T. et al. Non-Data Aided Frequency Synchronization Exploiting ICI in Non-Orthogonal Systems. In: *2014 IEEE 80th Vehicular Technology Conference (VTC2014-Fall)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5. ISSN 1090-3038. [17](#)
- 21 AMINJAVAHERI, A. et al. Impact of Timing and Frequency Offsets on Multicarrier Waveform Candidates for 5G. In: *2015 IEEE Signal Processing and Signal Processing Education Workshop (SP/SPE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 178–183. [17](#)
- 22 ERICSSON. *Ericsson Mobility Report - On the Pulse of Networked Society*. [18](#)
- 23 NETWORKS, N. Report, *LTE-M – Optimizing LTE for the Internet of Things*. [18](#)
- 24 RESEARCH, M. Report, *Successful monetization of the Internet of Things will bring a 1.3 trillion reward*. [18](#)
- 25 LUETH, K. L. Report, *IoT basics: Getting Started with the Internet of Things*. [18](#)
- 26 PALATTELLA, M. R. et al. Internet of Things in the 5G Era: Enablers, Architecture, and Business Models. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, v. 34, n. 3, p. 510–527, March 2016. ISSN 0733-8716. [19](#), [20](#)
- 27 WANG, Y. P. E. et al. A Primer on 3GPP Narrowband Internet of Things (NB-IoT). v. 55, 06 2016. [19](#)
- 28 OSSEIRAN, A. et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project. *IEEE Communications Magazine*, v. 52, n. 5, p. 26–35, May 2014. ISSN 0163-6804. [19](#)

- 29 FERREIRA, J. S. et al. GFDM Frame Design for 5G Application Scenarios. *Journal of Communication and Information Systems*, v. 32, n. 1, 2017. 20, 21, 22
- 30 3GPP. Report, *Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies*. 20
- 31 3GPP. *Summary of email discussion - Evaluation of extended DRX cycles for UEPCOP*. [S.l.], 2013. Disponível em: <http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG2_RL2/TSGR2_83/Docs/R2-132393.zip>. 22
- 32 TIRRONEN, T. et al. Machine-to-machine communication with long-term evolution with reduced device energy consumption. *Transactions on Emerging Telecommunications Technologies*, v. 24, n. 4, p. 413–426, Apr 2013. 22
- 33 3GPP. *Cellular system support for ultra-low complexity and low throughput Internet of Things (CIoT)(Release 13)*. [S.l.], 2015. Disponível em: <http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/45_series/45.820/45820-d10.zip>. 22
- 34 CHOI, S.; SHIN, K. G. A class of adaptive hybrid ARQ schemes for wireless links. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 50, n. 3, p. 777–790, May 2001. 22
- 35 FETTWEIS, G.; KRONDORF, M.; BITTNER, S. GFDM - Generalized Frequency Division Multiplexing. In: *VTC Spring 2009 - IEEE 69th Vehicular Technology Conference*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–4. ISSN 1550-2252. 23
- 36 MICHAÏLOW, N. et al. Generalized Frequency Division Multiplexing: Analysis of an alternative multi-carrier technique for next generation cellular systems. In: *2012 International Symposium on Wireless Communication Systems (ISWCS)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 171–175. ISSN 2154-0217. 23
- 37 MATTHÉ, M. et al. Influence of Pulse Shaping on Bit Error Rate Performance and Out of Band Radiation of Generalized Frequency Division Multiplexing. In: *2014 IEEE International Conference on Communications Workshops (ICC)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 43–48. ISSN 2164-7038. 26, 45
- 38 MICHAÏLOW, N. et al. Generalized Frequency Division Multiplexing: A Flexible Multi-Carrier Modulation Scheme for 5th Generation Cellular Networks. In: *Proceedings of the German microwave conference (GeMiC'12)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–4. 28
- 39 FARHANG, A.; MARCHETTI, N.; DOYLE, L. E. Low-Complexity Modem Design for GFDM. *IEEE Transactions on Signal Processing*, v. 64, n. 6, p. 1507–1518, March 2016. ISSN 1053-587X. 29
- 40 YATES, R.; GOODMAN, D. *Probability and Stochastic Processes: A Friendly Introduction for Electrical and Computer Engineers*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2005. ISBN 9780471272144. 43, 44
- 41 TUD. *Technische Universität Dresden: GFDM Library*. 2015. <<https://wwwpub.zih.tu-dresden.de/~vf5gdemo/GFDM/>>. 45
- 42 GASPAR, D.; MENDES, L.; PIMENTA, T. GFDM BER Under Synchronization Errors. *IEEE Communications Letters*, v. 21, n. 8, p. 1743–1746, Aug 2017. ISSN 1089-7798. 45, 47