

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
ENGENHARIA ELETRÔNICA E DE TELECOMUNICAÇÕES

LORRANNE CRISTINE DE ALMEIDA SILVA

ESTUDO DA UTILIZAÇÃO DE OFDM PARA MITIGAR O EFEITO DE
MISTURA DE QUATRO ONDAS EM SISTEMAS DWDM

PATOS DE MINAS
2022

LORRANNE CRISTINE DE ALMEIDA SILVA

ESTUDO DA UTILIZAÇÃO DE OFDM PARA MITIGAR O EFEITO DE
MISTURA DE QUATRO ONDAS EM SISTEMAS DWDM

Trabalho apresentado como um dos requisitos parciais para aprovação na disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas.

Orientador: Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa

PATOS DE MINAS
2022

LORRANNE CRISTINE DE ALMEIDA SILVA

ESTUDO DA UTILIZAÇÃO DE OFDM PARA MITIGAR O EFEITO DE
MISTURA DE QUATRO ONDAS EM SISTEMAS DWDM

Trabalho apresentado como um dos requisitos parciais para aprovação na disciplina de Trabalho de Conclusão de Curso II do curso de Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações da Universidade Federal de Uberlândia – Campus Patos de Minas.

Patos de Minas, 28 de março de 2022.

COMISSÃO EXAMINADORA:

Prof. Dr. André Luiz Aguiar da Costa
Universidade Federal de Uberlândia
Orientador

Prof. Dra. Karine Barbosa Carbonaro
Universidade Federal de Uberlândia
Examinador

Prof. Dr. Pedro Luiz Lima Bertarini
Universidade Federal de Uberlândia
Examinador

Resumo

A crescente demanda por serviços de telecomunicações, tais como, serviços de streaming, jogos em tempo real e cidades inteligentes, vem exigindo das redes ópticas grandes taxas de transmissão utilizando as mesmas fibras ópticas já instaladas em campo com o intuito de otimizar e reduzir custos. Porém, com a exigência do aumento de canais que suportam taxas de bits em torno de 100, 200, 400 e 1200 Gbits/s por canal, utilizando a fibra de dispersão deslocada (DSF - *Dispersion-shifted Fiber*), foi possível observar o surgimento do efeito não linear da Mistura de Quatro Ondas (FWM - *Four Wave Mixing*). Portanto, o presente trabalho realizou um estudo com a finalidade de aplicar a técnica de Multiplexação por Divisão de Frequências Ortogonais (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) no emprego de transponderes ópticos de 100 Gbps OFDM com o objetivo de mitigar o efeito degradante causados pelo FWM no sinal transmitido.

Palavra-chave: Multiplexação por divisão de frequências ortogonais; Mistura de quatro ondas; Efeito não linear; fibra de dispersão deslocada.

Abstract

The growing demand for telecommunications services, such as streaming services, real-time games and smart cities, has imposed high transmission rates from optical networks using the same optical fibers already installed in order to optimize and reduce costs. However, with the requirement to increase the number of channels that support bit rates around 100, 200, 400 and 1200 Gbits/s per channel, by using the Dispersion-Shifted Fiber (DSF) it was possible to observe the emergence of the non-linear effect of Four-Wave Mixing (FWM). Therefore, the present work aimed to apply the Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) modulation technique to optical transponders of 100 Gbps to mitigate the degrading effect on the transmitted signal caused by FWM.

Sumario

Resumo.....	iv
Abstract	v
Sumario	vi
Lista de Figuras	vii
Lista de Símbolos	9
Lista de Abreviaturas e Siglas	11
Capítulo 1	13
Introdução.....	13
1.1 Justificativa.....	15
1.2 Objetivo.....	15
1.3 Objetivos Gerais.....	15
1.4 Objetivo Específico	15
1.5 Organização do trabalho.....	16
Capítulo 2	17
OFDM	17
2.1 Introdução ao OFDM	17
2.2 Projeto do transmissor OFDM	18
2.3 Receptor OFDM.....	22
2.4 Papel do IFFT/FFT no OFDM	24
2.5 Condição de Ortogonalidade.....	27
2.6 O espectro do OFDM	28
2.7 Prefixo Cíclico.....	30
Capítulo 3	35
Efeitos lineares e não-lineares	35
3.1 Four-wave Mixing.....	38
3.2 Condição de casamento de fase.....	41
3.3 Potência e Eficiência do <i>Four Wave Mixing</i>	42
Capítulo 4	43
Simulação e análise dos resultados	43
4.1 Sistema Back-to-back.....	43
4.2 Resultados back-to-back	44
4.3 Fibra G.653.....	46
4.4 Sistema DWDM flexível.....	49
Capítulo 5	54
Conclusão e estudos futuros	54
5.1 Conclusão	54
5.2 Estudos futuros.....	57
Referência.....	58

Lista de Figuras

Figura 1: Sistema de transmissão OFDM.....	19
Figura 2: Sistema de transmissão OFDM com BPSK.....	20
Figura 3: Sistema de recepção OFDM.....	22
Figura 4: Sistema de recepção OFDM com BPSK.....	23
Figura 5: Transmissor e receptor OFDM utilizando IFFT/FFT	27
Figura 6: Ortogonalidade no domínio do tempo.....	28
Figura 7: Ortogonalidade das subportadoras OFDM.....	29
Figura 8: Sinal OFDM das cinco subportadoras.....	29
Figura 9: Densidade espectral OFDM para cinco portadoras.....	30
Figura 10: Esquema da inserção do prefixo cíclico.....	30
Figura 11: Subportadoras sem prefixo cíclico no transmissor.....	31
Figura 12: Subportadoras sem prefixo cíclico no receptor	32
Figura 13: Subportadora com prefixo cíclico no transmissor.....	32
Figura 14: Subportadoras com prefixo cíclico no receptor	33
Figura 15: Sistema de recepção e transmissão com prefixo cíclico	33
Figura 16: Surgimento do FWM em um sistema com dois canais	39
Figura 17: Frequências geradas pelo FWM com $f_1 = f_2$	40
Figura 18: Frequências geradas pelo FWM com espaçamento desigual	41
Figura 19: Setup Back-to-Back	43
Figura 20: Desempenho <i>back-to-back</i>	45
Figura 21: Setup OFDM com fibra G.653	47
Figura 22: BER x Potência por canal com modulação DP-QPSK	48
Figura 23: Setup OFDM usando DP-BPSK com fibra G.653	48
Figura 24: BER x Potência por canal com modulação DP-BPSK.....	49
Figura 25: Análise espectral da modulação OFDM <i>flex-grid</i>	51
Figura 26: BER x Potência por canal com o sistema <i>flex-grid</i>	52

Lista de Tabelas

Tabela 1: Conversão de serial para paralelo	19
Tabela 2: Mapa do BPSK	20
Tabela 3: Somatório dos sinais modulados pelo BPSK.....	20
Tabela 4: Conversão da sequência serial de dados para sequências em paralelo	21
Tabela 5: Decomposição em componentes reais e outra imaginárias	21
Tabela 6: Resultado da modulação das subportadoras	21
Tabela 7: Resultados das simulações para a análise B2B.....	54
Tabela 8: Resultados das simulações com a fibra G.653.....	55
Tabela 9: Resultados das simulações para a análise B2B.....	56

Lista de Símbolos

A	Amplitude
A_{eff}	Área efetiva da fibra
c	Velocidade da luz
d_{ijk}	Fator degeneração
f	Frequência
f_c	Frequência central
L_{eff}	Comprimento efetivo da fibra
n	Identificação da subportadora
N	Número de subportadoras
K_n	Sinais modulados de n -ésima ordem
P_L	Polarização linear
P_{NL}	Polarização não-linear
r	Taxa de símbolos
S_n	Saída do mapa de constelação
T	Período
t_d	Intervalo de atraso
T_g	Período do prefixo ciclico
t_n	Intervalos de tempo
t_s	Tempo de deslocamento
T_s	Periodo de amostragem
T_n	Intervalo de duração da subportadora
k	Número de amostra
W	Largura de banda
ΔG	Intervalo de guarda
β	Constante de progragação do modo
α	Atenuação na fibra
$\Delta\beta$	Fator de casamento de fase
Ω	Frequência angular do sinal discreto
φ	Fase
ϕ_i	Fase da i -ésima portadora

ω	Frequência angular
χ	Susceptibilidade
μ_0	Permeabilidade do vácuo
ρ_f	Densidade de carga
λ	Comprimento de onda
\vec{B}	Vetor densidade de fluxo magnético
\vec{D}	Vetor densidade de fluxo elétrico
\vec{E}	Vetor Campo elétrico
\vec{H}	Vetor Campo magnético
\vec{J}	Densidade de corrente
\vec{P}	Vetor polarização dielétrica

Lista de Abreviaturas e Siglas

ASE	Ruído emissão espontânea amplificado – (<i>Amplified Spontaneous Emission</i>)
ASK	Chaveamento por Amplitude – (<i>Amplitude Shift Keying</i>)
BPSK	Chaveamento por Deslocamento de Fase Binário – (<i>Binary Phase Shift Keying</i>)
CP	Prefixo cíclico – (<i>Cyclic Prefix</i>)
CPM	Modulação de fase cruzada (<i>Cross Phase Modulation</i>)
DFT	Transformada Discreta de Fourier – (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
DSF	Fibra com Dispersão Deslocada - (<i>Dispersion-shifted Fiber</i>)
DSP's	Processador de Sinal Digital - (<i>Digital Signal Processor</i>)
DWDM	Multiplexação Densa por Divisão de Comprimento de Onda - (<i>Dense Wavelength-Division Multiplexing</i>)
EDFA	Amplificador à Fibra dopada com Érbio - (<i>Erbium Doped Fibre Amplifier</i>)
FDM	Multiplexação por Divisão de Frequência – (<i>Frequency Division Multiplexing</i>)
FFT	Transformada Rápida de Fourier – (<i>Fast Fourier Transform</i>)
FWM	Mistura de Quatro Ondas - (<i>Four Wave Mixing</i>)
ICI	Interferência entre portadoras – (<i>Inter Carrier Interference</i>)
IDFT	Transformada inversa discreta de Fourier - (<i>Discrete Fourier Transform</i>)
IEEE	Instituto de Engenheiros Elétricos e Eletrônicos – (<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>)
IFFT	Transformada Rápida Inversa de Fourier – (<i>Inverse fast Fourier Transform</i>)
ISI	Interferência entre símbolos – (<i>Inter Symbol Interference</i>)
MASK	Amplitude por Chaveamento com M-ária símbolos – (<i>M-ary Amplitude Shift Keying</i>)
MCM	Modulação por Multi Portadoras – (<i>Multicarrier Modulation</i>)
MPSK	Deslocamento de Fase com M-ária símbolos – (<i>M-ary Phase Shift Keying</i>)

OFDM	Multiplexação por divisão de frequência Ortogonais (<i>Orthogonal Frequency Division Multiplexing</i>)
PAPR	Relação Potência de Pico por Potência Média – (<i>Peak-to-Average Power Ratio</i>)
PSK	Deslocamento de Fase – (<i>Phase-Shift Keying</i>)
QAM	Modulação de amplitude em quadratura – (<i>Quadrature Amplitude Modulation</i>)
QoS	Qualidade de Serviço - (<i>Quality of Service</i>)
QPSK	Chaveamento por deslocamento de fase em quadratura – (<i>Quadrature Phase Shift Keying</i>)
RF	Radiofrequência
SBS	Espalhamento Estimulado de Brillouin (<i>Stimulated Brillouin Scattering</i>)
SRS	Espalhamento Estimulado de Raman (<i>Stimulated Raman Scattering</i>)
WDM	Multiplexação por divisão de comprimento de onda (<i>Wavelength Division Multiplexing</i>)

Capítulo 1

Introdução

Os diferentes serviços de telecomunicações como vídeo sobre demanda, jogos em tempo real, televisão digital, redes sociais, cidades inteligentes e internet das coisas, capazes de conectar usuários em diferentes partes do mundo, vem garantindo o acesso à informação [1]. Essa diversidade de serviços impactará diretamente na quantidade de dispositivos finais conectados à rede e o número de usuários [2]. Assim, o acesso de banda larga por meio das redes ópticas ou móveis de quarta ou quinta geração resultará no crescimento exponencial do tráfego de dados global na rede, a *internet* [3], [4].

Segundo o relatório anual da Cisco [2], estima-se que em 2023 a quantidade de usuários da internet será de 5,3 bilhões e terá em torno de 29,3 bilhões dispositivos conectados à rede IP, sendo que, o número de dispositivos triplicará o número total da população mundial. Aproximadamente 50 por cento desses dispositivos fixos ou móveis [2] surgirão devido à Internet das Coisas (IoT), os quais, a maior parte utilizará aplicações M2M (*machine to machine*) principalmente no processo de monitoramento e rastreamento [2].

Para manter todos esses dispositivos finais conectados à rede, seja por conexões IoT, internet tátil ou em aplicativos, será necessário expandir e inovar as tecnologias atuais. Uma dessas inovações é a implantação da quinta geração de rede móveis (5G), que requer vários requisitos, tais como: a melhoria da capacidade de tráfego por área, taxa de transmissão de 1Gbps, a eficiência espectral, a latência que deverá ser menor que 1 ms e o aumento da eficiência energética em 100 vezes [5], [6], [7].

Com esses requisitos, a capacidade da velocidade média das redes de quinta geração alcançarão cerca de 575 Mbps em 2023 [2]. Segundo a *Ericsson Mobility Report* [8] o aumento no tráfego de dados móveis mundial, incluindo todas as gerações de redes móveis, será de quase oito vezes até o final desse mesmo período, sendo que 20 por cento desses dados serão transmitidos pelas próprias redes móveis de quinta geração (5G) [8]. Representando um acréscimo de três vezes a circulação de dados que são utilizados atualmente nas demais gerações [2].

Sendo assim, com a combinação do aumento de usuários e seus dispositivos, os padrões atuais referentes ao fluxo de dados deverão ser remodelados [2], [8], exigindo das operadoras, a ampliação da capacidade de tráfego de dados pelo núcleo das redes fixas de telecomunicações. Tal ampliação tem o objetivo de atender a demanda por banda passante [9], sendo então necessário, a inclusão de tecnologias eficientes nesta infraestrutura.

Neste cenário, os sistemas de comunicações ópticas surgem como solução para as redes fixas de telecomunicações, pois possuem uma largura de banda virtualmente infinita, uma vez que, a frequência da portadora de um *laser* tem valor aproximado a 2×10^{14} Hz [10]. Além disso, os transponders utilizados nos sistemas de comunicações ópticas atuais utilizam modulações coerentes que são capazes de otimizar a eficiência espectral destes sistemas [4]. Ainda, as fibras ópticas apresentam baixa atenuação, flexibilidade, peso reduzido, e imunidade a interferência eletromagnéticas externas, bem como uma excelente qualidade de serviço (QoS – *Quality of Service*) [10], [11].

Desse modo, os sistemas de comunicações ópticas apresentam grande potencial para suportar todo o tráfego de dados demandado atualmente, principalmente em um momento, no qual, *streaming* de vídeo e áudio, 5G e armazenamento em nuvem estão em alta, conseqüentemente, a necessidade de velocidade e taxa de dados é maior [11], [12].

Os primeiros sistemas de comunicações ópticas eram monocanais e utilizavam repetidores eletrônicos para compensar as perdas acumuladas ao longo do enlace. Com o desenvolvimento dos amplificadores ópticos (EDFA - *Erbium Doped Fibre Amplifier*) tornou-se possível a ampliação exponencial da capacidade destes sistemas, por meio da multiplexação densa de divisão de comprimentos de onda (DWDM - *Dense Wavelength-Division Multiplexing*), sendo possível a transmissão de dezenas de comprimentos de ondas em uma única fibra, tornando tais sistemas multicanais.

Entretanto, como estes sistemas são utilizados para conectar pontos separados por grandes distâncias, é exigido que a potência dos canais seja corrigida periodicamente, o que pode causar efeitos não-lineares [13]. Um exemplo disso, ocorreu na implantação do parque de fibras ópticas em campo, quando acreditava-se que as fibras de dispersão deslocada G.653 (DSF - *Dispersion-shifted Fiber*) eram uma grande evolução, pois apresentavam dispersão quase nula no comprimento de onda de 1550nm. No entanto, descobriu-se que a ausência de dispersão associada a potência dos canais tornou-se uma condição perfeita para o surgimento do efeito não-linear de mistura de quatro ondas

(FWM - *Four Wave Mixing*) [11]. A principal característica deste efeito é a interferência entre os canais, devido ao casamento de fase linear e não-linear, proporcionando elevada taxa de erro de bit, diminuindo, portanto, a qualidade de serviço das redes ópticas [14].

Atualmente, tais fibras ainda permanecem instaladas e com o surgimento dos esquemas de modulações coerentes, o efeito não-linear do FWM tornou-se uma grande barreira no emprego dos sistemas DWDM nos enlaces que utilizam as fibras G.653 [13], [14]. Uma solução para o problema imposto pelo FWM é o emprego da multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*), a qual, realiza a separação dos sinais por meio da utilização de subportadores ortogonais diminuindo a interferência co-canal. [13], [15]- [16]

1.1 Justificativa

Atualmente, os núcleos das redes têm as fibras G.653 como parte do seu sistema óptico. Com o crescimento da demanda por largura de banda tais redes de telecomunicações necessitam aumentar sua capacidade de transmissão. Logo, para que isso seja possível, é necessário mitigar as interferências entre canais causadas pelo FWM na redes que utilizam tais tipos de fibras.

1.2 Objetivo

1.3 Objetivos Gerais

Investigar como o emprego do OFDM pode ser utilizado para mitigar o efeito FWM nos sistemas DWDM que utilizam as fibras G653.

1.4 Objetivo Específico

- Realizar uma revisão da bibliografia e estudar a técnica OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*);
- Estudar o efeito não-linear de mistura de quatro ondas (FWM - *Four Wave Mixing*);
- Investigar, por meio de simulações, como a multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM - *Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) pode ser utilizada em sistemas DWDM para mitigar o efeito não-linear da mistura de quatro ondas (FWM - *Four Wave Mixing*).

1.5 Organização do trabalho

O presente trabalho será dividido em cinco capítulos, sendo que o Capítulo 1 apresenta as considerações iniciais do trabalho, como o objetivo e o problema proposto. Já o capítulo 2 apresenta os conceitos relacionados ao transmissor e receptor OFDM e a sua principal característica de ortogonalidade. Posteriormente, o capítulo 3 descreve o efeito não linear Mistura de Quatro Ondas e a condição de fase que faz gerar esse efeito no sistema. Em seguida, o capítulo 4 é destinado as simulações realizadas e seus respectivos resultados, e por fim, o capítulo 5 reúne as conclusões referentes aos resultados obtidos e uma proposta de estudo futuro.

Capítulo 2

OFDM

Atualmente, a variedade de novas tecnologias, aplicativos e serviços, exigem dos *datacenters* uma crescente ampliação da capacidade, da flexibilidade e eficiência na transmissão de dados [1]. Portanto, as redes ópticas são a alternativa mais viável para compor tal infraestrutura [17], [18]. Tais redes utilizam canais e bandas do espectro de transmissão bem definidos, as quais, muitas das vezes são subutilizadas. Assim, o OFDM surge como alternativa para as redes ópticas flexíveis [1], [19], [20], cuja a banda de transmissão é utilizada de forma eficiente, sem a subutilização do espectro, otimizando portanto, as taxas de transmissão. Outra possível aplicação para o OFDM é mitigar o efeito do FWM por se tratar de uma técnica que utiliza subportadoras ortogonais para a transmissão de dados [18].

Este capítulo abordará todas as considerações acerca da técnica de modulação OFDM, tais como: a arquitetura do sistema de transmissão e recepção. Além de apresentar o comportamento do sinal OFDM no tempo, as características do seu espectro e a importância da inserção do prefixo cíclico.

2.1 Introdução ao OFDM

O OFDM é uma técnica que reúne as características de modulação e de multiplexação. Essa técnica utiliza a largura de banda para a acomodação de vários sinais individualmente modulados, ou seja, divide toda a largura de banda em várias subportadoras, que ficam sobrepostas. Tais subportadoras são moduladas com técnicas que empregam modulações por chaveamento de deslocamento de fase (m-PSK, *Phase Shift Keying*) e modulações de amplitude em quadratura (m-QAM, *Quadrature Amplitude Modulation*). Deste modo, diferentes tipos de modulações digitais são empregadas no OFDM [19], [21]. Assim, pode-se assumir que o OFDM pertence à família da modulação multiportadoras (MCM, *Multicarrier Modulation*) [21], que se baseia na acomodação de várias portadoras. Também é uma evolução da técnica de multiplexação por divisão de frequências (FDM, *Frequency Division Multiplexing*).

Nesta técnica há uma sobreposição espectral das subportadoras, eliminando a necessidade da banda de guarda, e conseqüentemente, diminuindo o tamanho da banda

total a ser utilizada [21]. Tal sobreposição das subportadoras só é possível devido a ortogonalidade das portadoras [21].

Uma das vantagens do OFDM é a menor susceptibilidade a efeitos degradantes impostos pelo meio de propagação devido aos atrasos causados por multipercursos, conhecido como desvanecimento seletivo em frequência. Deste modo, tais atrasos interferem diretamente no tamanho do período de símbolos transmitidos, ou seja, no espalhamento do sinal, causando a interferência intersimbólica (ISI, *Intersymbol Interference*) [1].

Outras vantagens do OFDM são: o prolongamento do período de símbolo, para que o sinal seja mais robusto em relação a interferência intersimbólica [19]; a utilização de maneira eficiente da largura de banda, devido a transmissão paralela de dados, em tempos considerados curtos [21]; maior imunidade em relação a ruídos relacionados aos canais [19], [21] e a redução na taxa erro de bit [19].

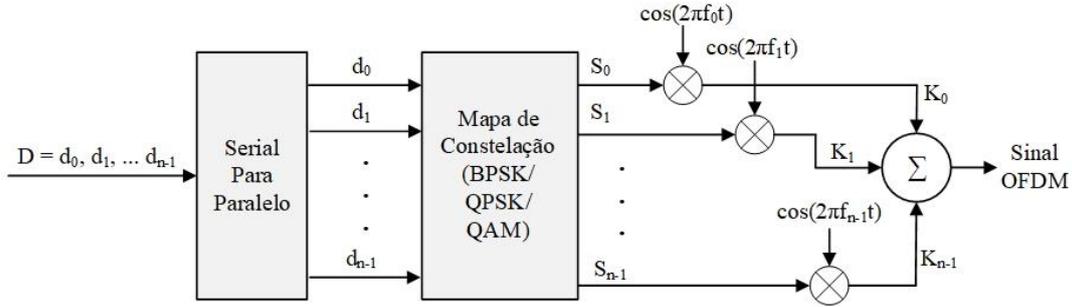
Quanto ao OFDM óptico a principal vantagem da utilização desta técnica é o desenvolvimento de transponderes com taxas de transmissão entre 400 Gbps a 1,2 Tbps, aplicáveis nos sistemas DWDM. Desta forma, tal sistema pode alcançar uma capacidade acima de 50 Tbps [22]. Tais taxas são obtidas por 125 canais de 400 Gbps ou 50 canais de 1,2 Tbps, separados respectivamente por 100 e 250 GHz. Se o objetivo for alcançar uma capacidade máxima de 100 Tbps o espaçamento deve ser entre 50 e 125 GHz para as taxas citadas acima. Em comparação com os transponders de 100 Gbps (PM-QPSK) comercialmente mais utilizados, a técnica OFDM pode proporcionar uma eficiência espectral de 4-8 bit/s/Hz, enquanto que os transponders 100 Gbps apresentam uma eficiência espectral de [2 bit/s/Hz] [22].

Além da eficiência espectral, a técnica de OFDM óptico por definição é capaz de reduzir as degradações devido os efeitos não-lineares acumulados, impostas aos sinais transmitidos. Nas seções a seguir serão descritos os detalhes a técnica do OFDM [22].

2.2 Projeto do transmissor OFDM

Um transmissor OFDM leva em consideração principalmente o número N de subportadoras, que devem ser ortogonais, e o tipo de modulação digital a ser transmitida, como ilustra a Figura 1.

Figura 1: Sistema de transmissão OFDM



Fonte: [21].

Inicialmente, deve-se considerar a sequência serial de bits de dados $D = \{d_0, d_1, \dots, d_{n-1}\}$ na entrada de tal transmissor, que em seguida será convertida para sequências transmitidas em paralelo, as quais, dependem diretamente do número de subportadoras [21].

Em seguida, tais sequências são mapeadas por meio de modulações digitais resultando em saídas S_n . Estas saídas serão responsáveis por modularem as subportadoras ortogonais de frequências f_n , dando origem a sinais modulados K_n , ortogonais entre si. Por fim, tais sinais são somados resultando em um sistema multiportadora OFDM [18], [21].

Para um melhor entendimento do funcionamento do transmissor OFDM, pode-se considerar a sequência serial de dados $D = 1,0,1,0,1,1,1,1,0,1,0,0,0,1,0,1,0,0,1,1$. Inicialmente, tal sequência será convertida em cinco subsequências de dados paralelos, ($d_0 = 1,1,0,1$; $d_1 = 0,1,0,0$; $d_2 = 1,1,0,0$; $d_3 = 0,0,1,1$; $d_4 = 1,1,0,1$), por meio da utilização de diferentes intervalos de tempo, de mesma duração $t_n = \{t_0, t_1, t_2, t_3\}$, para a transmissão destas subsequências conforme a Tabela 1 [21].

Tabela 1: Conversão de serial para paralelo

Tempo	d_0	d_1	d_2	d_3	d_4
t_0	1	0	1	0	1
t_1	1	1	1	0	1
t_2	0	0	0	1	0
t_3	1	0	0	1	1

Fonte: [21].

Após tal conversão, as subsequências serão mapeadas por um modulador BPSK e apresentarão variações de fase entre 0° e 180° , conforme cada sequência transmitida. Isto pode ser verificado por meio da Tabela 2, na qual, as saídas S_n , variam entre valores de amplitude - 1 e +1 [21].

Tabela 2: Mapa do BPSK

Tempo	S ₀	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄
t ₀	1	-1	1	-1	1
t ₁	1	1	1	-1	1
t ₂	-1	-1	-1	1	-1
t ₃	1	-1	-1	1	1

Fonte: [21].

Em um terceiro estágio, as subsequências, agora mapeadas em uma modulação BPSK, modularão subportadoras senoidais de frequências ortogonais f_n , resultando em saídas K_n , conforme a Tabela 3 [21].

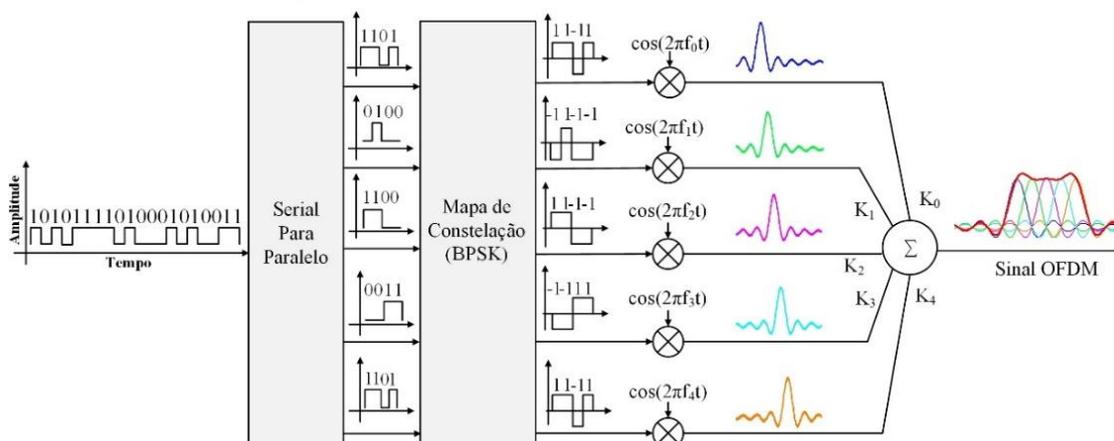
Tabela 3: Somatório dos sinais modulados pelo BPSK

Tempo	K ₀	K ₁	K ₂	K ₃	K ₄
t ₀ + Δ	cos(2πf ₀ t)	-cos(2πf ₁ t)	cos(2πf ₂ t)	-cos(2πf ₃ t)	cos(2πf ₄ t)
t ₁ + Δ	cos(2πf ₀ t)	cos(2πf ₁ t)	cos(2πf ₂ t)	-cos(2πf ₃ t)	cos(2πf ₄ t)
t ₂ + Δ	-cos(2πf ₀ t)	-cos(2πf ₁ t)	-cos(2πf ₂ t)	cos(2πf ₃ t)	-cos(2πf ₄ t)
t ₃ + Δ	cos(2πf ₀ t)	-cos(2πf ₁ t)	-cos(2πf ₂ t)	cos(2πf ₃ t)	cos(2πf ₄ t)

Fonte: [21].

Desta forma, a Figura 2 ilustra todo o processo descrito anteriormente e o sinal resultante na saída do transmissor OFDM.

Figura 2: Sistema de transmissão OFDM com BPSK



Fonte: Adaptado pelo autora de [21].

Para complementar o entendimento do transmissor, pode-se tomar também como exemplo, um transmissor OFDM com modulador QPSK.

Nota-se na Tabela 4 que a mesma sequência $D = 1,0,1,0,1,1,1,0,1,0,0,0,1,0,1,0,0,1,1$ novamente será convertida em subsequências paralelas, as quais, serão mapeadas em um modulador QPSK. Entretanto, tal modulador

é capaz de transmitir dois bits por símbolo ao contrário do modulador BPSK. Portanto, o modulador produzirá uma saída S_{n-1} composta por dois sinais, com duração t_n , decompostos em duas componentes, uma real e outra imaginária, como ilustra a Tabela 5.

Tabela 4: Conversão da sequência serial de dados para sequências em paralelo

Tempo	d_0	d_1	d_2	d_3	d_4
t_0	1	0	1	0	1
t_1	1	1	1	0	1
t_2	0	0	0	1	0
t_3	1	0	0	1	1

Fonte: [21].

Pode-se notar que cada bit mapeado será representado por um número complexo, o qual, sempre apresentará módulo igual a 1 e fases iguais a 45° , 135° , 225° , 315° [21].

Tabela 5: Decomposição em componentes reais e outra imaginárias

Tempo	S_0	S_1	S_2	S_3	S_4
t_0	-1-j	-1+j	-1-j	1+j	-1-j
t_2	-1+j	1+j	1+j	-1-j	-1+j

Fonte: [21].

As saídas S_n do modulador QPSK irão então modular as subportadoras ortogonais com frequências senoidais f_n , gerando saídas K_n , conforme a Tabela 6.

Tabela 6: Resultado da modulação das subportadoras

Tempo	K_0	K_1	K_2	K_3	K_4
$t_0 + \Delta$	$(-1-j) \times \cos(2\pi f_0 t)$	$(-1+j) \times \cos(2\pi f_1 t)$	$(-1-j) \times \cos(2\pi f_2 t)$	$(1+j) \times \cos(2\pi f_3 t)$	$(-1-j) \times \cos(2\pi f_4 t)$
$t_3 + \Delta$	$(-1+j) \times \cos(2\pi f_0 t)$	$(1+j) \times \cos(2\pi f_1 t)$	$(1+j) \times \cos(2\pi f_2 t)$	$(-1-j) \times \cos(2\pi f_3 t)$	$(-1+j) \times \cos(2\pi f_4 t)$

Fonte: A autora, adaptado em [21].

Matematicamente pode-se representar o transmissor OFDM mantendo as mesmas variáveis descritas anteriormente por:

$$f_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} R\{S_n e^{j\omega_n t}\}, \quad (2.1)$$

sendo $R\{\}$ a parte real do fasor, $S_n = i_n + jq_n$ o sinal digital mapeado em fase e quadratura, ω_n a frequência angular da subportadoras e t o tempo. Substituindo o número de Euler na Equação (2.1), tem-se:

$$f_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} R\{(i_n + jq_n) \cdot [\cos(\omega_n t) - j\text{sen}(\omega_n t)]\}, \quad (2.2)$$

sendo $\cos \omega_n$ e $\text{sen } \omega_n$ as subportadoras.

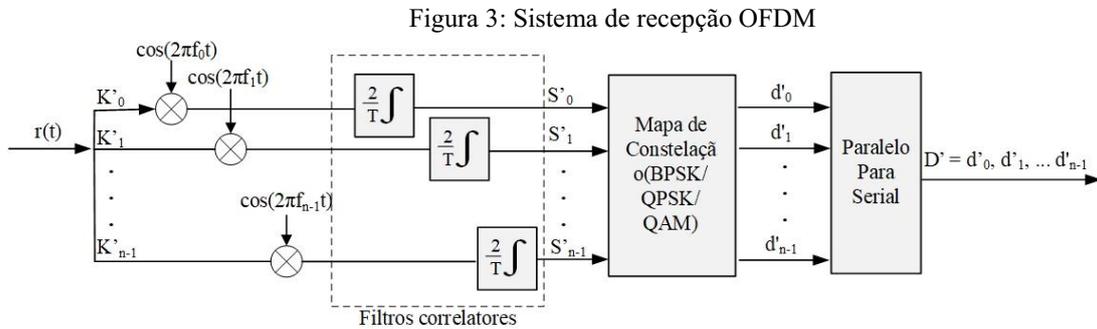
Manipulando a equação anterior, obtém-se a representação do sinal OFDM no tempo por:

$$f_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{i_n \cos(\omega_n t) + q_n \text{sen}(\omega_n t)\}. \quad (2.3)$$

Nesta seção foram apresentados o diagrama em bloco e o modelo matemático do modulador OFDM. A seguir será abordado o receptor.

2.3 Receptor OFDM

O sistema de recepção OFDM utiliza funções semelhantes ao do transmissor para a recuperação do sinal transmitido, como ilustra a Figura 3.



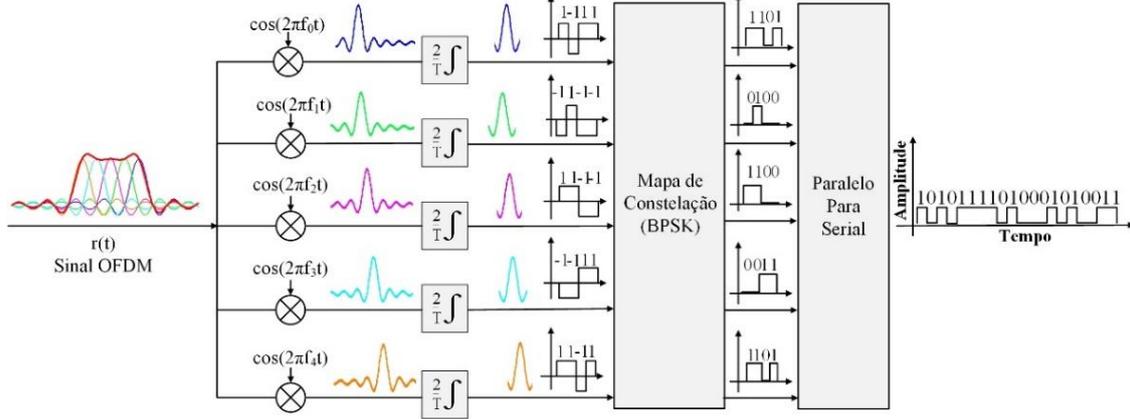
Fonte: A autora, adaptado em [21], [23].

Considerando o caso ideal, ou seja, na ausência de ruído na recepção, o sinal recebido $r(t)$, é composto pelo somatório de subportadoras K'_n . Já na entrada do receptor, inicialmente é multiplicado por osciladores locais, de frequências f'_n , responsáveis por removerem as subportadoras dos sinais modulados, resultando em sinais mapeados em fase e quadratura do tipo $S'_n = i'_n + q'_n$ [23].

No próximo estágio do receptor, os sinais passarão por filtros correlatores, com o objetivo de mitigar possíveis interferências provenientes de outras subportadoras. Em seguida, tais sinais, serão convertidos em banda básica, por meio do mapeamento da modulação digital, resultando nas sequências paralelas de bits d'_n , as quais, serão convertidas em sequência serials D transmitida inicialmente [18], [23].

A Figura 4 ilustra o diagrama em blocos do receptor do sinal OFDM que utiliza a modulação digital BPSK explicada no tópico 2.2.

Figura 4: Sistema de recepção OFDM com BPSK



Fonte: A autora, adaptado em [21], [23].

Matematicamente o receptor OFDM leva em consideração o sinal $r(t)$ que passa pelo caminho inverso percorrido no sistema de transmissão, a fim de detectar e recuperar todos os dados da sequência de bits transmitida.

Como exemplo da recepção do sinal $r(t)$, deve-se considerar inicialmente os espectros do sinal K'_n , os quais, são resultados do produto do sinal digital modulante S_n e das subportadoras, conforme a equação abaixo:

$$K'_n = i_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t), \quad (2.4)$$

sendo ω_n a frequência angular das subportadoras. No estágio seguinte do receptor o sinal K'_n multiplicará pelo sinal do oscilador local, resultando em:

$$S'_n = \{i_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t)\} \cos(\omega_n t),$$

em seguida, tal sinal passará por um filtro integrador conforme a equação abaixo:

$$S'_n = \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} [i_n \cos(\omega_n t) + q_n \sin(\omega_n t)] \cdot \cos(\omega_n t) dt. \quad (2.5)$$

Novamente, manipulando a equação anterior e considerando a subportadora de frequência angular ω_0 , tem-se:

$$S'_0 = \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} i_n \cos(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} q_n \sin(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt, \quad (2.6)$$

A dedução da Equação (2.6) será feita por partes, portanto, o segundo termo da equação utilizará a identidade matemática a seguir:

$$\sin(\omega_n t) \cos(\omega_0 t) = \frac{1}{2} [\sin[(\omega_n - \omega_0)t] + \sin[(\omega_n + \omega_0)t]].$$

Aplicando a integral em ambos os lados da equação, tem-se:

$$\int_0^{2\pi} \text{sen}(\omega_n t) \cos(\omega_0 t) dt = \frac{1}{2} \left[\int_0^{2\pi} \text{sen}[(\omega_n - \omega_0)t] dt + \int_0^{2\pi} \text{sen}[(\omega_n + \omega_0)t] dt \right].$$

Sabendo que

$$\int_0^{2\pi} \text{sen}[(\omega_n - \omega_0)t] dt = \frac{-1}{(\omega_n - \omega_0)t} \cos[(\omega_n - \omega_0)t] \Big|_0^{2\pi},$$

para $\omega_n \neq \omega_0$ e número inteiros tem-se:

$$= \frac{-1}{(\omega_n \pm \omega_0)t} \{ \cos[(\omega_n \pm \omega_0) \cdot 2\pi] - \cos[(\omega_n \pm \omega_0) \cdot 0] \} = \frac{1}{(\omega_n \pm \omega_0)t} (-1 + 1) = 0.$$

Portanto, pode-se concluir que:

$$\frac{2}{T} \int_0^T \sum_{n=0}^{N-1} q_n \text{sen}(\omega_n t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt = 0.$$

Já o primeiro termo da Equação (2.6) para $\omega_n = \omega_0$ poderá ser reescrito como:

$$\frac{2}{T} \int_0^{2\pi} i_0 \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega_0 t) dt = \frac{2}{T} i_0 \int_0^{2\pi} \cos^2(\omega_0 t) dt,$$

utilizando a identidade trigonométrica e resolvendo a integral, obtêm-se:

$$= \frac{2}{T} i_0 \frac{1}{2} \left[\int_0^{2\pi} (1 + \cos(2\omega_0 t)) dt \right] = \frac{2}{T} i_0 \frac{1}{2} \left[t \Big|_0^{2\pi} + \frac{1}{2} \text{sen}(2\omega_0 t) \Big|_0^{2\pi} \right] = \frac{2}{2\pi} i_0 \frac{1}{2} 2\pi = i_0.$$

Desta forma, aplicando os cálculos anteriores a equação (2.5), pode -se verificar que o termo i_0 transmitido pelo sinal BPSK, será demodulado pelo receptor OFDM, umas vez que $i'_0 = i_0$, como pode ser visto na equação (2.7).

$$S'_0 = i'_0 = i_0 + 0 = i_0 \quad (2.7)$$

Como as portadoras possuem ciclos completos dentro de um intervalo de T segundos, a equação (2.6) descrita anteriormente, pode ser utilizada na identificação de todas as componentes do sinal recebido $r(t)$ [23].

Nesta seção foram apresentados o diagrama de blocos do receptor analógico OFDM e todo o equacionamento da demodulação do sinal, afim de identificar suas componentes. A seguir será abordado o sistema de transmissão e de recepção utilizando os algoritmos IFFT/FFT.

2.4 Papel do IFFT/FFT no OFDM

A implementação do OFDM analógico descrito nos Tópicos 2.2 e 2.3, torna-se inviável para sistemas de telecomunicações que apresentam taxas de milhares de bits por

segundo, devido ao número elevado de osciladores locais e portanto subportadoras necessárias para que taxas possam ser alcançadas [23], [24].

Diante deste cenário, o processamento digital de sinais (DSPs - *Digital Signal Processor*) surge como uma solução bastante eficiente para reduzir a complexidade dos transmissores e receptores OFDM [23], [24].

Assim, se considerarmos um determinado sinal e aplicarmos a ele a transformada rápida inversa de Fourier, tal processo separará os sinais em diferentes componentes espectrais que serão multiplicadas a uma série de senos e cossenos [24], [25]. Este processo provoca a translação do sinal do domínio do tempo para o domínio da frequência possibilitando assim que os osciladores locais utilizados no transmissor possam ser substituídos simplesmente pela IFFT dos sinais. Já nos receptores é realizado o processo inverso por meio da utilização da FFT[x],[x].

A utilização da FFT ou da IFFT pode-se reduzir muito o tempo necessário para o processamento de tais sinais, desta forma, o número de subportadoras disponíveis será virtualmente infinito, dependendo apenas da capacidade de processamento do *hardware* utilizado [23], [24].

Inicialmente, para o processamento digital do sinal, faz-se uso da técnica de amostragem do sinal, a qual, transforma-se um sinal contínuo em um sinal discreto. Assim, tomando o sinal OFDM contínuo no tempo, representado novamente abaixo, tem-se:

$$f_{\text{OFDM}}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \{i_n \cos(\omega_n t) + q_n \text{sen}(\omega_n t)\},$$

sendo i_n e q_n componentes do sinal mapeado conforme a modulação digital utilizada [23]. Para o início do processo de amostragem, deve-se considerar, o tempo contínuo t , igual a

$$t = kT_s, \tag{2.8}$$

sendo k o número de amostras e T_s o período de amostragem. Portanto, substituindo a Equação (2.8) em (2.3) temos

$$f_{\text{OFDM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{i_n \cos(\omega_n kT_s) + q_n \text{sen}(\omega_n kT_s)\}.$$

A frequência angular do sinal discreto Ω_n da n -ésima subportadora amostrada é definida como:

$$\Omega_n = \omega_n T_s. \quad (2.9)$$

Neste caso ω_n é a frequência angular do sinal contínuo da n -ésima subportadoras. Desta forma, pode-se reescrever a Equação (2.9) como:

$$\Omega_n = 2\pi f_n T_s, \quad (2.10)$$

sendo f_n a frequência da n -ésima subportadora. Logo a equação que representa o sinal OFDM amostrado é reescrita abaixo:

$$f_{\text{OFDM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{i_n \cos(\Omega_n k) + q_n \text{sen}(\Omega_n k)\}$$

$$f_{\text{OFDM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \{i_n \cos(2\pi f_n T_s k) + q_n \text{sen}(2\pi f_n T_s k)\}. \quad (2.11)$$

A frequência f_n da n -ésima subportadora ortogonal é dado por

$$f_n = \frac{n}{T_n}, \quad (2.12)$$

neste caso n e T_n são a identificação e o intervalo de duração da subportadora, respectivamente. Portanto, substituindo-se a Equação (2.12) em (2.11) tem-se:

$$f_{\text{OFDM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ i_n \cos\left(2\pi \frac{n}{T_n} T_s k\right) + q_n \text{sen}\left(2\pi \frac{n}{T_n} T_s k\right) \right\}. \quad (2.13)$$

A duração total do símbolo de um sinal OFDM é definido como:

$$T_n = N T_s. \quad (2.14)$$

Substituindo a Equação (2.14) em (2.13), obtém-se:

$$f_{\text{OFDM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ i_n \cos\left(2\pi \frac{n}{N T_s} T_s k\right) + q_n \text{sen}\left(2\pi \frac{n}{N T_s} T_s k\right) \right\}. \quad (2.15)$$

Tomando a Equação (2.15) após utilizar as definições descritas anteriormente, podemos reescrever o sinal discreto OFDM como sendo:

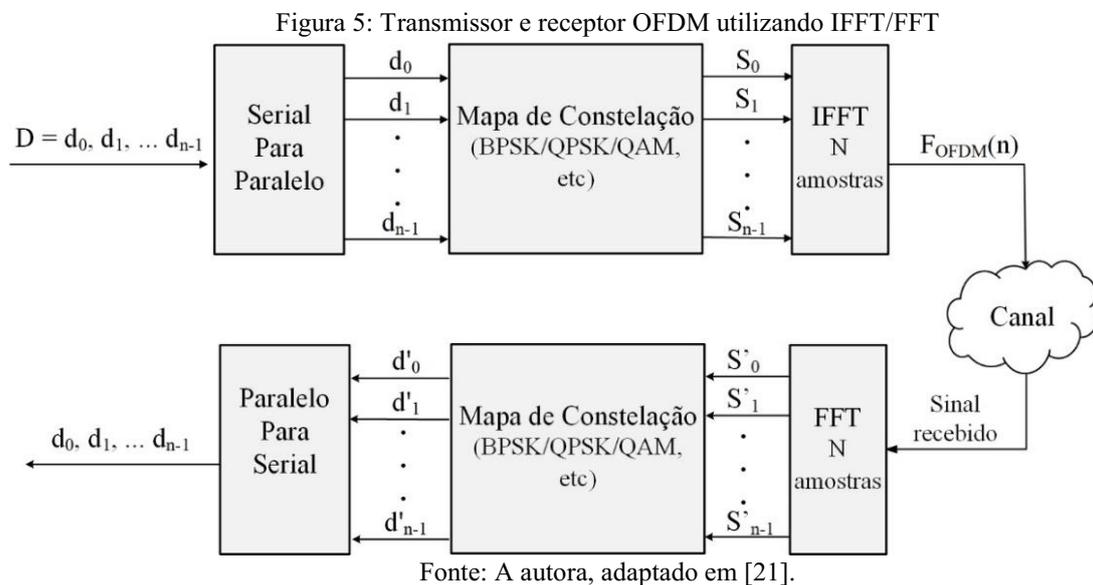
$$f_{\text{OFDM}}(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ i_n(n) \cos\left(\frac{2\pi n k}{N}\right) + q_n(n) \text{sen}\left(\frac{2\pi n k}{N}\right) \right\}. \quad (2.16)$$

O sinal descrito pela Equação (2.16) é resultado do processo de amostragem do sinal analógico original e resulta na definição da transformada rápida de Fourier ou FFT.

Desta forma, tal sinal será função de uma determinada taxa de amostragem, conseqüentemente, função também de uma determinada frequência de amostragem. Assim, no transmissor OFDM deve-se converter tal sinal do domínio da frequência de amostragem para o domínio do tempo discreto, tornando-se necessário aplicar a transformada rápida inversa de Fourier ou IFFT [21], [23], [24], definida por:

$$F_{\text{OFDM}}(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \left\{ I_n(k) \cos\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) - Q_n(k) \text{sen}\left(\frac{2\pi nk}{N}\right) \right\}. \quad (2.17)$$

A Figura 5 ilustra o sistema OFDM utilizando processamento de sinais sem a necessidade dos osciladores locais.



Nesta seção foi estudado como os osciladores locais dos transmissores e receptores dos sistemas OFDM devem ser substituídos por meio da utilização de processamento digital de sinais. A seguir será apresentado a condição de ortogonalidade em sistemas OFDM.

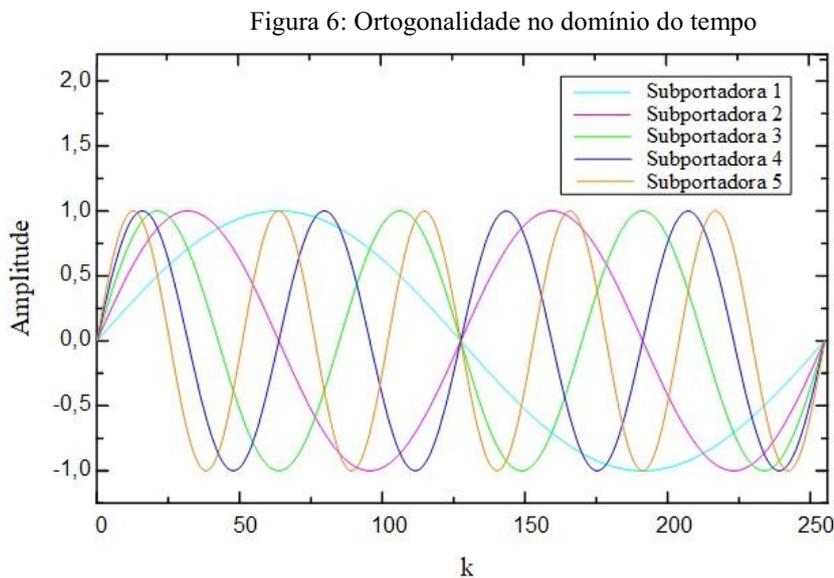
2.5 Condição de Ortogonalidade

Em sistemas OFDM, as múltiplas portadoras se sobrepõem uma as outras, isto somente é possível caso haja a ortogonalidade entre elas, evitando interferência entre as portadoras (ICI, *Inter Carrier Interference*). Com isso, no domínio da frequência, para que não ocorra a sobreposição dos sinais, a ortogonalidade requer que as subportadoras sejam alocadas com um distanciamento entre elas correspondente a um período inteiro percorrido, ou seja, conforme a duração do intervalo de símbolo OFDM [15], [26], [27].

Diante disso, considerando as frequências e o comportamento das subportadoras no tempo, a condição matemática de ortogonalidade é dada por:

$$\int_0^T s_i(t)s_j(t)dt = \int_0^T A_i \cos(2\pi f_i t + \varphi_i) A_j \cos(2\pi f_j t + \varphi_j) dt = 0, \quad (2.13)$$

para todo sinal i e j , com $i \neq j$. Sendo $s(t)$ as equações das subportadoras, A , f e φ a amplitude, a frequência e a fase da n ésima subportadora, respectivamente. Logo, a definição de ortogonalidade indica que a integral do produto de dois sinais ortogonais dentro de um determinado intervalo, mesmo ocorrendo mudança de fase em qualquer subportadora, é igual a zero. Assim, $s_i(t)$ não contém nenhuma componente do sinal $s_j(t)$, portanto, as duas funções são ortogonais entre si [19]. A Figura 6 ilustra as cinco subportadoras com sinais ortogonais no domínio do tempo.



Fonte: A autora (2020).

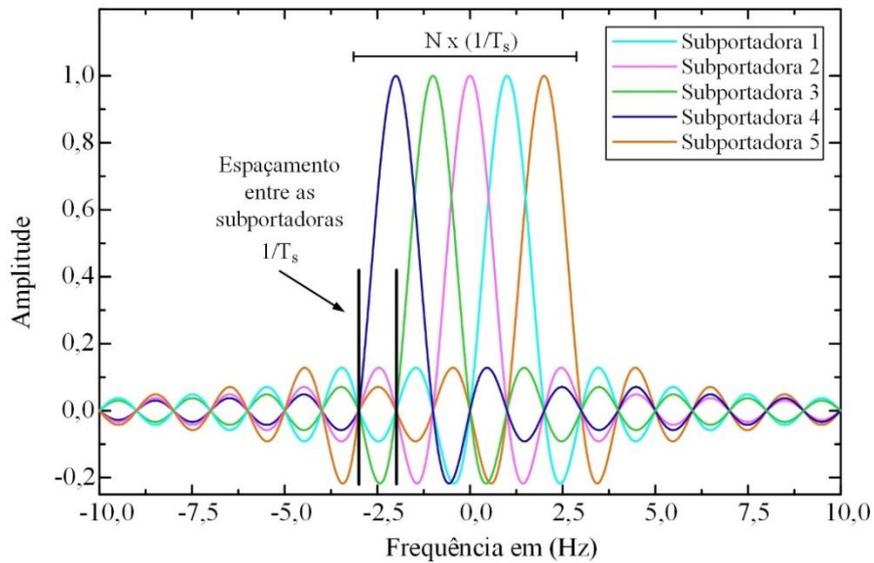
Portanto, nota-se que, no domínio do tempo, as cinco subportadoras com índice k possuem diferentes ciclos inteiros com a mesma amplitude máxima dentro de um mesmo intervalo de tempo analisado, proporcionando assim a ortogonalidade entre elas [19], [26], [27].

2.6 O espectro do OFDM

As subportadoras no espectro OFDM possuem o formato de uma função *sinc*, as quais, são sobrepostas entre si, ou seja, representam os múltiplos sinais ortogonais que garantem a eficiência da largura de banda [15], [19], [28]. Observa-se que as N subportadoras possuem uma duração finita T_s , a qual, indica que o espectro do sinal OFDM é a soma das funções *sinc*. O intervalo total de duração do símbolo é dado pelas

N subportadoras multiplicadas pelo espaçamento mínimo de $1/T_s$ exigido entre as frequência [15], [19], [28]. Para explicar esse conceito, a Figura 7 ilustra o espectro OFDM das cinco subportadoras, que estão centralizadas nas frequências específicas f_n . Assim, cada uma possui pontos de cruzamento em zero, os quais, estão relacionados aos lóbulos laterais causando interferências nas subportadoras laterais.

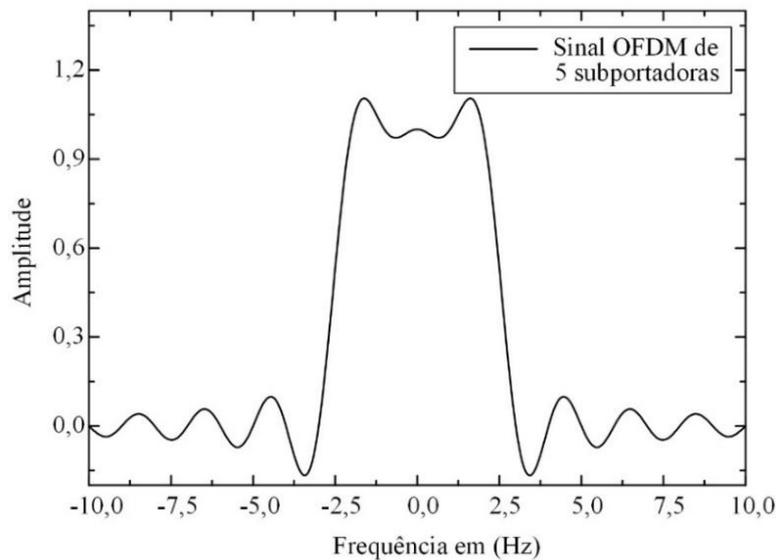
Figura 7: Ortogonalidade das subportadoras OFDM



Fonte: A autora (2020), adaptado em [15].

Já a Figura 8 ilustra o espectro resultante do somatório das cinco subportadoras [15], [19].

Figura 8: Sinal OFDM das cinco subportadoras

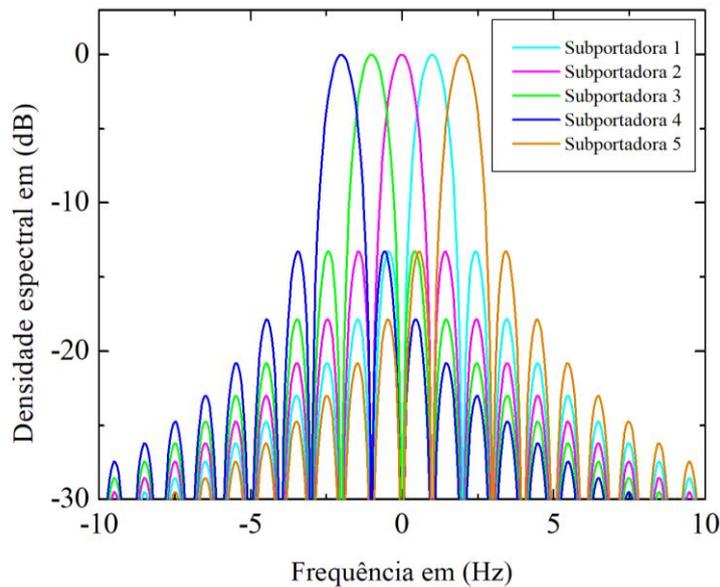


Fonte: A autora (2020), adaptado em [15].

A Figura 9 ilustra a densidade espectral do somatório das cinco portadoras ilustradas na Figura 8. Pode-se notar que cada uma das subportadoras sofre interferências

intersimbólicas (ISI) das subportadoras vizinhas por meio dos lóbulos laterais de cada função sinc [15], [19].

Figura 9: Densidade espectral OFDM para cinco portadoras



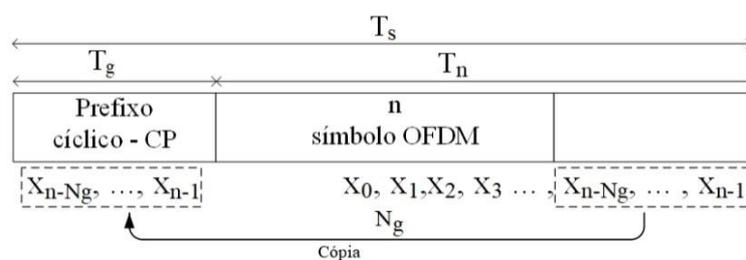
Fonte: A autora (2020), adaptado em [28].

Esse tópico apresentou as características do espectro do sinal OFDM. A seguir será apresentado a importância da inserção do prefixo cíclico para mitigar as interferências intersimbólicas e as interferências entre as subportadoras nos sistemas OFDM.

2.7 Prefixo Cíclico

O prefixo cíclico (CP, *Cyclic Prefix*) é uma técnica que possibilita inserir uma informação periódica no símbolo, ou seja, é inserido em um intervalo de guarda no domínio do tempo, uma parte da informação final desse símbolo para antes do início do mesmo de forma cíclica. Sem o intervalo de guarda com prefixo cíclico, o atraso gerado devido a dispersão ocasionará as interferências intersimbólicas (ISI), consequentemente, com a ortogonalidade comprometida do sinal recebido surgirá a interferência entre as portadoras (ICI) [21], [26], [28]. Dessa forma, a Figura 10 ilustra o processo da inserção do prefixo cíclico no símbolo.

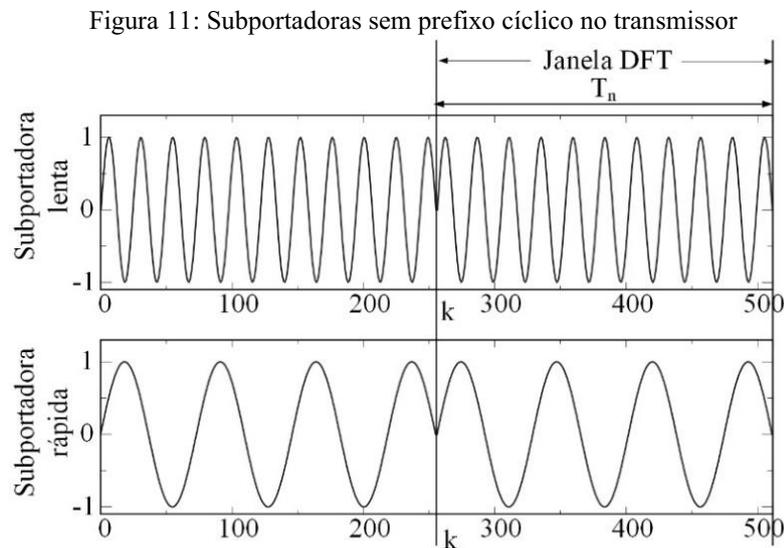
Figura 10: Esquema da inserção do prefixo cíclico



Fonte: A autora (2020), adaptado em [28].

Se considerarmos a sequência de bits dentro do período útil do símbolo T_n sendo igual $x_0, x_1, \dots, x_{n-N_g}, \dots, x_{n-1}$, em que N_g é o comprimento do prefixo cíclico, os bits finais dessa sequência $x_{n-N_g}, \dots, x_{n-1}$ são copiados para o início do símbolo dentro do período T_g do prefixo cíclico, logo, o período total T_s do símbolo passa a ser $T_g + T_n$. Assim, a inserção do prefixo cíclico estendeu o símbolo, ou seja, aumentou a sua duração efetiva do quadro OFDM [21], [28].

Para um melhor entendimento do emprego do prefixo cíclico, a Figura 11 ilustra duas subportadoras sem a inserção de tal prefixo na transmissão. Uma das subportadoras apresenta uma frequência mais rápida e a outra mais lenta, as quais, estão alinhadas na transmissão durante um período de símbolo T_n em uma janela DFT.

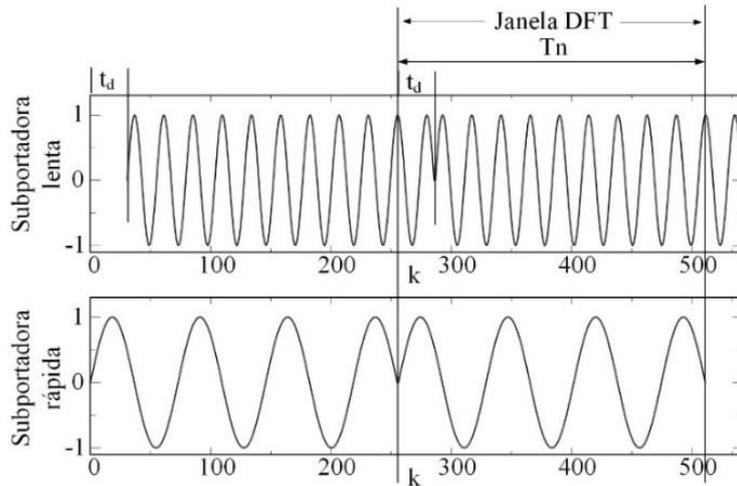


Fonte: A autora (2020), adaptado em [26].

Já na Figura 12, devido a dispersão do canal de transmissão, é possível verificar a subportadora lenta no receptor com um atraso t_d em relação a subportadora mais rápida. Assim, parte do sinal da subportadora com frequência mais lenta ultrapassa o limite do tempo de símbolo T_n , causando a perda da condição crítica de ortogonalidade entre as duas subportadoras, resultando portanto na interferência entre as subportadoras e a interferências intersimbólicas [26].

Uma solução para superar a interferência entre as subportadoras e nos símbolos, como foi vista na Figura 12, é a inserção de uma cópia no intervalo de guarda de parte deste sinal, geralmente presente no fim do período de símbolo total, adicionando assim um período de deslocamento t_s ao tempo de T_n de símbolo.

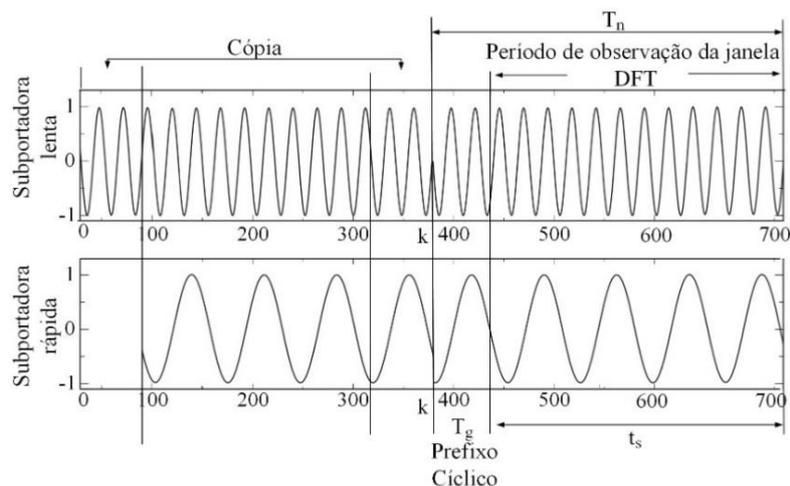
Figura 12: Subportadoras sem prefixo cíclico no receptor



Fonte: A autora (2020), adaptado em [26].

Esta cópia é conhecido como prefixo cíclico, com duração T_g , e tem como objetivo manter a ortogonalidade entre as subportadoras, mitigando portanto os efeito de interferências, ilustrado na Figura 13 [26].

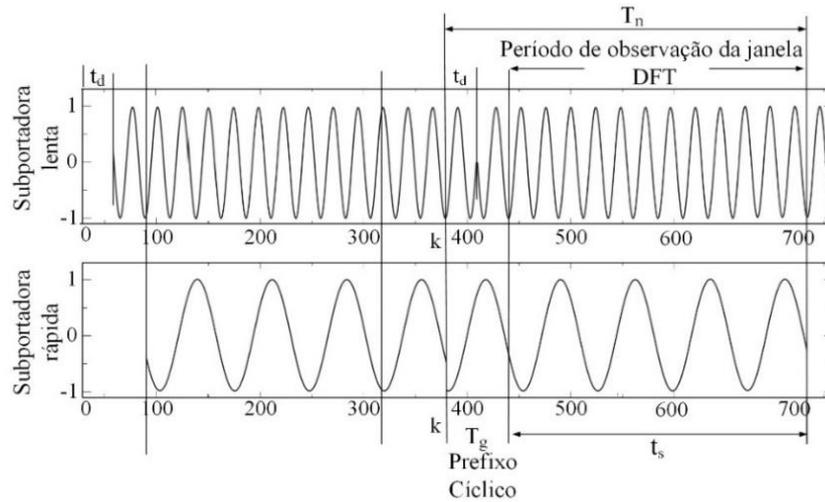
Figura 13: Subportadora com prefixo cíclico no transmissor



Fonte: A autora (2020), adaptado em [26].

Logo, a Figura 14 ilustra o efeito causado pela inserção do prefixo cíclico na recepção do sinal, assim, mesmo com o atraso t_d , o período de observação da janela DFT contém um símbolo completo devido a inserção do prefixo cíclico correspondente ao que ultrapassou o limite da janela. Deste modo, o símbolo OFDM recebido é uma cópia do símbolo no período correspondente ao da janela do sinal transmitido.

Figura 14: Subportadoras com prefixo cíclico no receptor

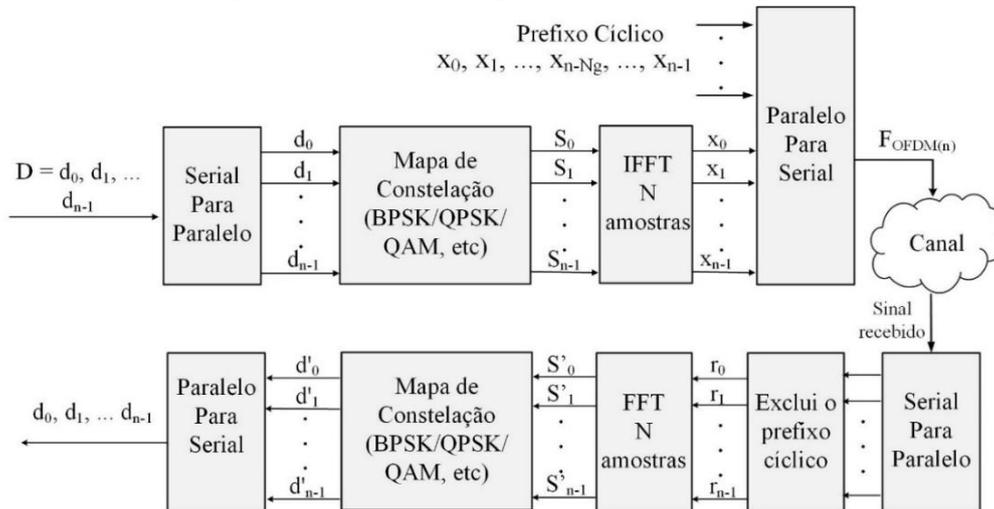


Fonte: A autora (2020), adaptado em [26].

Em vista disso, para utilizar o prefixo cíclico e obter uma transmissão sem ISI é necessário que $t_d < T_g$, ou seja, deve considera-se um intervalo de guarda destinado ao prefixo cíclico maior que o atraso gerado na transmissão do sinal OFDM devido a dispersão no canal [26].

Portanto, a arquitetura do sistema de transmissão e recepção OFDM com prefixo cíclico é ilustrado na Figura 15.

Figura 15: Sistema de recepção e transmissão com prefixo cíclico



Fonte: A autora (2020), adaptado em [21].

Com a inserção do prefixo cíclico $x_0, x_1, \dots, x_{n-Ng}, \dots, x_{n-1}$ após o bloco IFFT, o sinal é convertido de paralelo para serial e transmitido logo em seguida, o qual, ao ser recebido será transformado novamente para uma sequência paralela de dados. Posteriormente, o prefixo cíclico é deletado do sinal, pois cumpriu a função de evitar interferências.

Para clareza das informações apresentadas nesse capítulo, o esquema da Figura 15 representa as variáveis no domínio do tempo com letra minúscula, e maiúscula para o domínio da frequência [26].

Essa seção apresentou o prefixo cíclico como sendo uma técnica viável para eliminar a interferência intersimbólica, como também, a interferência entre as subportadoras, garantindo que não ocorra a perda de informações e ortogonalidade entre as subportadoras. Apresentou também, o diagrama completo do sistema de transmissão e recepção com a inclusão do prefixo cíclico.

Capítulo 3

Efeitos lineares e não-lineares

A expansão dos serviços de dados vem demandando sistemas com altas taxas de bits por longas distâncias, ou seja, sistemas que suportam taxas de bits em torno de 100, 200, 400 e 1200 Gbits/s por canal [22]. Desta forma, os sistemas de comunicações ópticas vem sendo amplamente implementados devido as inúmeras vantagens da sua utilização, como a baixa latência e grande largura de banda [29]. Conseqüentemente, com essa demanda, tornou-se necessário implementar sistemas como a multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM), que tem por objetivo garantir altas taxas de transmissão. Entretanto, ao acoplar sinais de alta potência às fibras, surgem os efeitos indesejáveis chamados de não lineares [11].

A propagação de uma onda eletromagnética em qualquer meio de um sistema de telecomunicações é representada pelas equações de Maxwell. Essa propagação descreve a evolução dos vetores de campo elétrico \vec{E} e magnético \vec{H} associados ao tempo e ao espaço, como pode ser visto na Equações (3.1) até a Equação (3.4) [11], [30].

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}, \quad (3.1)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \mathbf{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}, \quad (3.2)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{D} = \rho_f, \quad (3.3)$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0, \quad (3.4)$$

sendo \vec{E} e \vec{H} vetores de campo elétrico e magnético, respectivamente, \vec{D} e \vec{B} são a densidade de fluxo elétrico e fluxo magnético, sequencialmente, \vec{J} a densidade de corrente e ρ_f a densidade de carga.

Em relação ao meio de propagação, ao acoplar um campo elétrico (a luz) na fibra óptica, cria-se dipolo elétrico de mesmo valor, com sinais contrários no núcleo, portanto, polarizando as nuvens de elétrons dos átomos do material (a sílica). Tal polarização \vec{P} é o resultado da interação do meio o campo elétrico, a qual, depende das propriedades do material e da intensidade do campo elétrico aplicado. Deste modo, as equações de

Maxwell não dependem apenas de \vec{E} e \vec{H} , mas também da densidade de fluxo elétrico \vec{D} e magnético \vec{B} , pois levam em consideração o efeito das propriedades do material na propagação das ondas eletromagnéticas. Logo, as Equações (3.5) e (3.6) representam essas relações:

$$\vec{D} = \epsilon_0 \vec{E} + \vec{P}, \quad (3.5)$$

$$\vec{B} = \mu_0 \vec{H} + \vec{M}, \quad (3.6)$$

sendo ϵ_0 a permissividade do vácuo, μ_0 permeabilidade do vácuo, \vec{P} é a polarização elétrica e \vec{M} a polarização magnética. No entanto, como a sílica é um material não magnético mas um material dielétrico, \vec{M} será igual a zero.

Utilizando as equações de Maxwell e as equações de densidade de fluxo elétrico e magnético, é possível obter a equação da onda eletromagnética guiada. Sabendo que a velocidade da luz no vácuo é dado por $c = (\mu_0 \epsilon_0)^{-1/2}$ e utilizando a manipulação das Equações (3.1) até (3.6), chega-se a essa equação, denominada Equação de *Helmothz*, dada por

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = \frac{-1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} - \mu_0 \frac{\partial^2 \vec{P}}{\partial t^2}. \quad (3.7)$$

A polarização é composta por uma parte linear P_L e outra não linear P_{NL} , sendo assim, a polarização total é a soma delas, logo, a Equação (3.7) pode ser reescrita conforme confirma a Equação (3.8) [30].

$$\nabla^2 \vec{E} - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \vec{E}}{\partial t^2} = \mu_0 \frac{\partial^2 P_L}{\partial t^2} + \mu_0 \frac{\partial^2 P_{NL}}{\partial t^2}. \quad (3.8)$$

A polarização descrita anteriormente é a origem dos principais efeitos lineares e não lineares relacionados a propagação da luz na fibra, sendo assim, provenientes da interação entre \vec{P} e \vec{E} [11]. Desta forma, pode-se dizer que esse fenômeno é dado como sendo um modelo de sistema linear, onde a entrada é $\vec{E}(r, t)$, e possui uma saída \vec{P} , a qual, depende do valor do campo elétrico no tempo, e uma função de transferência onde o campo elétrico depende da susceptibilidade [11]. Ou seja, \vec{P} no tempo depende do valor de \vec{E} antes e no tempo t .

Essa associação explica que a polarização depende não apenas do valor de \vec{E} mas também da resposta não instantânea do meio [11]. Logo, pode-se considerar a fibra óptica

como sendo um sistema e a suscetibilidade a função de transferência deste sistema responsável pelos efeitos lineares e não linear presentes nas comunicações ópticas.

O comportamento da origem dos efeitos lineares e não lineares é representado pela Equação (3.9), o qual, relaciona a interação da polarização devido ao campo elétrico.

$$\vec{P} = \epsilon_0 (\chi^{(1)} \cdot \vec{E} + \chi^{(2)} : \vec{E}\vec{E} + \chi^{(3)} : \vec{E}\vec{E}\vec{E} + \dots), \quad (3.9)$$

sendo que o vetor \vec{E} possui a mesma direção do vetor \vec{P} e $\chi^{(j)}$ representa a susceptibilidade da j-ésima ordem ($j = 1, 2, 3, \dots$).

A susceptibilidade de 1º ordem $\chi^{(1)}$ está relacionada ao índice de refração linear, ou seja, relacionado aos efeitos lineares da atenuação e dispersão no sinal óptico. Com a ocorrência da atenuação, a luz perde potência transmitida ao longo do meio devido ela possuir um modelo de pulsos gaussianos [11], logo, a área efetiva desse feixe será o equivalente a área do diâmetro fundamental da fibra, excluindo parte da luz que se concentram nas bordas da gaussiana.

Já em relação a dispersão, existem três principais modelos de dispersão em comunicações ópticas, entre elas, a dispersão intermodal, que corresponde a propagação dos modos em diferentes velocidades. A dispersão cromática ou dispersão intramodal, que advém quando as diferentes componentes espectrais de um pulso se propagam em diferentes velocidades. Isso ocorre, pois, os índices de refração do material modificam ao longo do enlace [11].

Por fim, há também a dispersão do modo de polarização (PMD), que ocorre quando os estados de polarização de \vec{E}_x e \vec{E}_y ao longo das direções x e y, se propagam com velocidades diferentes, ou seja, ocorre um atraso diferencial de grupo entre as componentes \vec{E} e \vec{H} devido à birrefringência em meios anisotrópicos [11], [30]. Entre essas dispersões, apenas a dispersão cromática será analisada neste trabalho.

A susceptibilidade de 2º ordem $\chi^{(2)}$ é responsável pelo efeito não linear conhecido como geração de segunda harmônica, contudo, devido à inversão de simetria da sílica esses efeitos são descartados nos sistemas ópticos [11], [30].

Com o emprego dos amplificadores ópticos utilizados em enlaces de longas distâncias, os níveis de energia na área efetiva das fibras ópticas aumentam

consideravelmente, implicando na modulação da parte não-linear do índice de refração da fibra óptica [8], [29], deste modo, há o surgimento dos efeitos não lineares.

Existem dois grupos de efeitos não lineares, o primeiro diz respeito aos efeitos que são independentes da dispersão, chamados de efeitos inelásticos, sendo eles o Espalhamento Estimulado de Brillouin (SBS - *Stimulated Brillouin Scattering*) e o espalhamento Estimulado de Raman (SRS - *Stimulated Raman Scattering*) [31]. Já o segundo grupo de efeitos não lineares são chamados de efeitos elásticos, e apresentam dependência com o efeito linear da dispersão [32], [29]. Pode-se citar como exemplo destes efeitos a Auto-Modulação de fase (SPM - *Self Phase Modulation*), modulação de fase cruzada (CPM - *Cross Phase Modulation*) e a Mistura de quatro ondas (FWM). Todos os efeitos não-lineares são representados pela suscetibilidade de 3º ordem ($\chi^{(3)}$) [32], [29].

Por apresentarem valores de dispersões nulos por volta de 1550 nm, as fibras de dispersão deslocada (G.653), instigou o emprego delas em larga escala. Entretanto, com a colocação dos sistemas WDM, notou-se o surgimento do efeito não-linear de FWM, causado pelo casamento de fase entre os sinais justamente pela ausência de dispersão. Desta forma, o presente trabalho investigará o uso da técnica da modulação OFDM com o objetivo de mitigar o efeito de FWM [11]. Assim, a seção a seguir descreverá em detalhes tal efeito não-linear.

3.1 Four-wave Mixing

A mistura de quatro ondas (FWM) é um dos efeitos não lineares mais presentes em sistemas de comunicações ópticas que utilizam fibras com dispersão cromática próxima de zero e um espaçamento estreito de canais [33]. Com a tecnologia de multiplexação por divisão de comprimento de onda (WDM - *Wavelength Division Multiplexing*) a probabilidade da influência desse efeito na operação desse sistema cresce devido ao aumento de canais. Assim, o FWM basicamente ocorre em sistemas multicanais, onde dois ou mais canais transmitidos ao mesmo tempo correlacionam-se, gerando novas componentes espectrais, as quais, perdem a linearidade da resposta óptica do sinal [34], [35].

Este efeito não linear causa danos severos aos informações transmitidas, principalmente com o aumento do número de canais que exige a diminuição do

espaçamento entre eles [34]. Logo, quanto menor o espaçamento entre os canais, maior será os efeitos do FWM, e menor a dispersão na fibra [36].

Considerando n componentes espectrais e a equação da polarização dielétrica linear na susceptibilidade de 3º ordem, é possível observar o surgimento de novos sinais em frequências $\omega_i + \omega_j - \omega_k$, as quais, combinam-se para gerar uma quarta onda. Para demonstrar o surgimento dessas novas ondas, considera-se a interação das três ondas com frequência em $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$ e um fator de degeneração d_{ijk} igual a

$$d_{ijk} = \begin{cases} 3, & i=j \\ 4, & i \neq j \end{cases} \quad (3.10)$$

Logo, a Equação (3.11) representa a polarização dielétrica não linear de terceira ordem das ondas geradas em ω_{ijk} , a qual, é utilizada para avaliar a diafonia induzida pelo FWM nos sistemas ópticos.

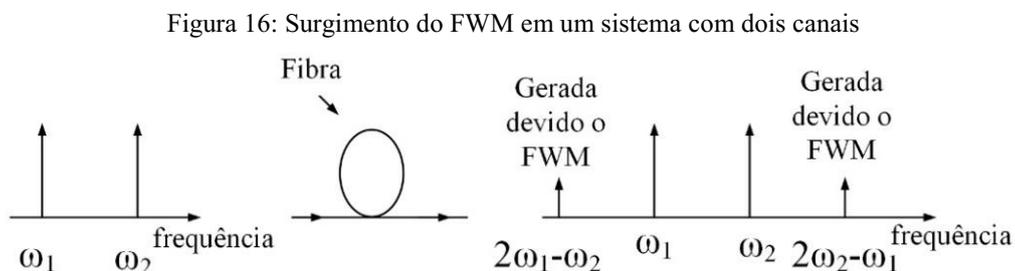
$$P_{ijk}(z,t) = \frac{\epsilon_0 \chi^{(3)}}{4} d_{ijk} E_i E_j E_k \cos \left((\omega_i + \omega_j - \omega_k)t - (\beta_i + \beta_j - \beta_k)z \right), \quad (3.11)$$

sendo β a constante de propagação do modo da fibra e z a direção de propagação.

Portanto, observa-se que o FWM é dependente da relação de fase entre os sinais [11], [37]. O fator de degeneração igual a 3 se refere ao FWM degenerado, pois possui canais iguais, ou seja, $\omega_i = \omega_j$, logo, a relação $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$ se reduz a

$$\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k = 2\omega_i - \omega_k \quad \text{ou} \quad 2\omega_j - \omega_k.$$

A Figura 16 ilustra o processo de geração do FWM degenerado, ou seja, das componentes espectrais após passar pela fibra óptica em um sistemas com $\omega_i = \omega_j$ [34].



Fonte: [34].

Observa-se que as duas frequências ω_1 e ω_2 geraram duas outras frequências localizadas em $2\omega_1 - \omega_2$ e $2\omega_2 - \omega_1$. O número resultante de novos sinais interferentes em sistemas com vários canais W , é dado por $W(W-1)^2$, correspondentes a i, j e k , variando

de 1 a W [11], ou seja, para esse sistema com dois canais, espera-se que surgissem outras duas novas frequências.

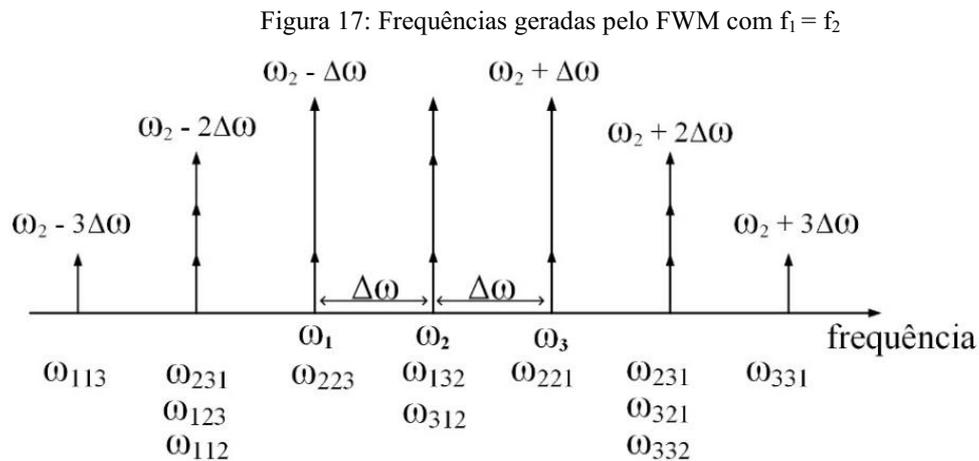
Portanto, para calcular todas as componentes separadas igualmente em $\Delta\omega$, a relação $\omega_{ijk} = \omega_i + \omega_j - \omega_k$ é utilizada para encontrar todas as componentes geradas pelo FWM. Logo, considerando três frequências, $\omega_i = \omega_1$, $\omega_j = \omega_2$ e $\omega_k = \omega_3$, sabe-se que as próximas frequências sempre serão deslocadas conforme o espaçamento $\Delta\omega$. Sendo assim, pode-se calcular todas as frequências geradas pelo FWM. Deste modo, considerando a frequência central ω_2 , pode-se calcular a frequência ω_{113} seguindo o desenvolvimento a seguir [37], [36].

$$\omega_{113} = \omega_1 + \omega_1 - \omega_3$$

$$\omega_{132} = (\omega_2 - \Delta\omega) + (\omega_2 - \Delta\omega) - (\omega_2 + \Delta\omega)$$

$$\omega_{132} = \omega_2 - 3\Delta\omega$$

Analogamente, é possível calcular todas as 12 componentes geradas, como ilustra a Figura 17.



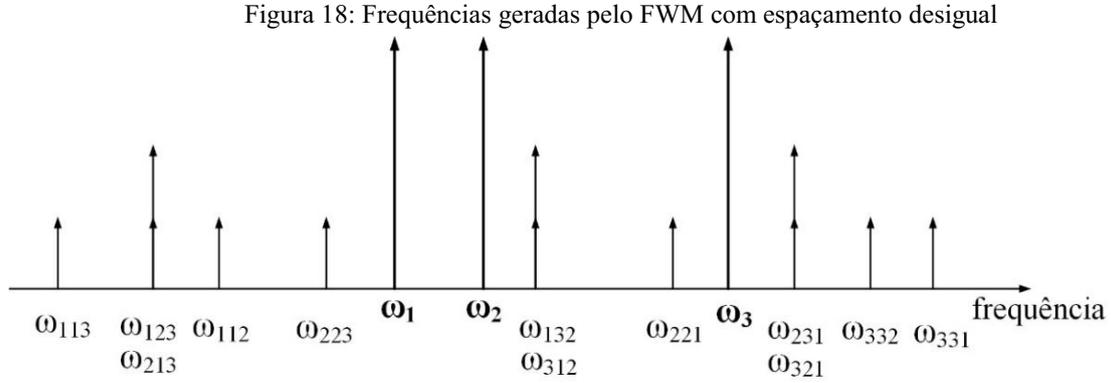
Fonte: O autor (2020), adaptado de [11] e [36].

Os novos sinais gerados devido o efeito FWM sobrepõe as frequências iniciais ω_1 , ω_2 e ω_3 , causando danos mais severos na frequência ω_2 , isso se deve ao deslocamento $\Delta\omega$ espaçado igualmente entre todas as frequências [11], [37], logo, conclui-se que, a sobreposição depende da relação de fase entre seus sinais [11], [34], [36].

Quando os canais possuem espaçamento desiguais, tem-se o FWM não degenerado, ou seja, é possível observar a interação das três frequências transmitidas com $i \neq j$, dando origem as demais frequências ω_{ijk} . Essas frequências originadas ficam dentro

do espectro utilizado pelo canal, possuindo um fator de degeneração igual a 4, conforme a relação dada anteriormente [11], [36].

Para um melhor entendimento, a Figura 18 ilustra as frequências derivadas da interação das três frequências $\omega_i = \omega_1$, $\omega_j = \omega_2$ e $\omega_k = \omega_3$.



Fonte: [36].

Observa-se que, em condições onde o espaçamento é desigual, a interação das três frequências ω_1 , ω_2 e ω_3 originam doze outras novas frequências em ω_{ijk} , sendo que, algumas se sobrepõem umas a outras, porém essas sobreposições não atingem as portadoras principais.

Dado o exposto, esse tópico apresentou a definição do efeito FWM em sistemas com canais separados igualmente e desigualmente, a seguir será apresentado a condição de fase, a qual, é responsável pelo surgimento desse efeito não linear.

3.2 Condição de casamento de fase

Para verificar se um canal sofre degradação devido aos efeitos da mistura de quatro ondas, é preciso averiguar se há um casamento de fase não linear entre os sinais envolvidos. A partir da condição representada na Equação (3.12) é possível verificar a ocorrência de um casamento de fase linear ou não linear no canal [36], [38].

$$\Delta\beta = \frac{2\pi\lambda_k^2}{\partial z} \Delta f_{ik} \Delta f_{jk} \left[\frac{dD(\lambda_k)}{d\lambda} (\lambda_k - \lambda_0) + \frac{\lambda_k^2}{2c} (\Delta f_{ik} + \Delta f_{jk}) \frac{dD(\lambda_k)}{d\lambda} \right], \quad (3.12)$$

sendo $\Delta\beta$ o fator de casamento de fase, i e j os sinais propagantes na fibra, k o sinal de bombeio, Δf_{ik} a diferença de frequência entre os sinais i e o bombeio k , Δf_{jk} a diferença de frequência entre os sinais j e o bombeio k , λ_0 o comprimento de onda de dispersão nula, λ_k o comprimento de onda do bombeio nulo e $D(\lambda_k)$ a derivada da dispersão do bombeio [36], [38].

Portanto, para ocorrer um casamento de fase, ou seja, $\Delta\beta = 0$, é preciso que o sistema tenha uma dispersão zero ou uma separação entre os comprimentos de onda mínimo, de forma que o desenvolvimento da equação resulte em zero. Em sistemas que utilizam a fibra por dispersão deslocada, a dispersão será praticamente nula, o que resultará em um perfeito casamento de fase linear, em outras palavras, em uma máxima eficiência da presença da mistura de quatro onda, causando uma maior penalidade do efeito FWM dentro de um canal [36], [38].

3.3 Potência e Eficiência do *Four Wave Mixing*

A potência e a eficiência em sistemas que possui FWM são parâmetros importantes para verificar a intensidade de ocorrência em um determinado sistema óptico em um determinado projeto, portanto, considerando que os sinais ópticos se propagam como ondas planas, a potência em uma frequência gerada pelo FWM após passar por um comprimento efetivo da fibra L_{eff} devido os sinais se propagarem dentro e fora da fase, é dado por

$$P_{ijk} = \left(\frac{\omega_{ijk} \tilde{n} d_{ijk}}{3c A_{\text{eff}}} \right)^2 P_i P_j P_k L_{\text{eff}}^2$$

sendo \tilde{n} o índice de refração não linear, c a velocidade da luz no espaço livre e A_{eff} área efetiva da fibra. A eficiência das ondas geradas no processo FWM é utilizada para avaliar a presença do FWM, portanto, utiliza-se a Equação (3.13) para calcular esse parâmetros nos sistemas ópticos.

$$\eta_{ijk} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + (\Delta\beta)^2} \left[1 + \frac{4e^{-\alpha l} \sin^2 \left(\Delta\beta \frac{l}{2} \right)}{(1 - e^{-\alpha l})^2} \right] \quad (3.13)$$

Sendo α atenuação na fibra, l o comprimento, e $\Delta\beta$ é o fator de correspondência de fases, o qual depende da dispersão da fibra e do espaçamento dos canais. A eficiência η_{ijk} assume valo máximo igual a 1 quando $\Delta\beta=0$, ou seja, quando há um casamento de fase.

Capítulo 4

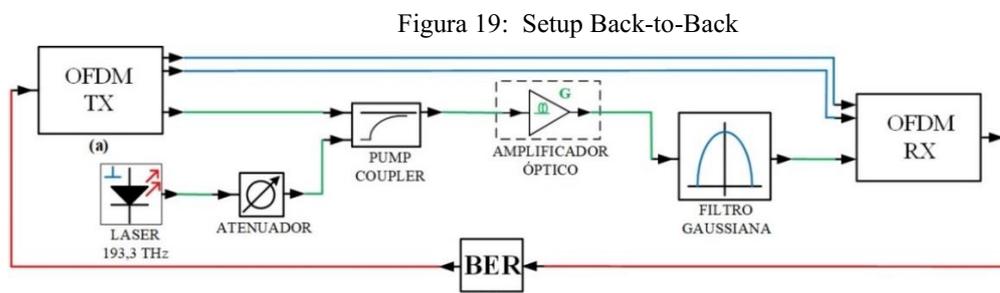
Simulação e análise dos resultados

Neste capítulo serão apresentados os resultados obtidos com as simulações de redes ópticas baseadas na multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM), assim como também, os seus respectivos cenários. Inicialmente, serão verificadas as características do transmissor e do receptor através de simulações *back-to-back*, seguidos dos resultados obtidos com o sistema completo, incluindo as fibras ópticas. Vale lembrar que os resultados apresentados a seguir têm o objetivo de utilizar as frequências ortogonais do OFDM como uma alternativa para mitigar o efeito da mistura de quatro ondas (FWM).

As simulações dos sistemas ópticos propostas foram realizadas no software *OptiSystem* sob o número de série ALJWM-IYFN8. Esse software oferece um sistema visual com design em blocos, o qual permite que o usuário realize simulações e desenvolva estratégias na modelagem dos cenários. Além disso, há a possibilidade de realizar testes e análises em diversos cenários de transmissão de redes ópticas [39].

4.1 Sistema Back-to-back

Inicialmente, tem-se o sistema *back-to-back*, ilustrado na Figura 19. Esse sistema tem por finalidade analisar o comportamento do transmissor e um receptor OFDM com três diferentes modulações digitais duplamente polarizadas.



Fonte: A autora, adaptado de [39].

O bloco transmissor OFDM é composto pelo mapeador de modulações digitais, como BPSK, QPSK e 16QAM, o qual recebe uma sequência de 1.000.000 bits convertidos de serial para paralelo. Após esse processo, os sinais modulam a portadora do laser duplamente polarizada em 193,3 THz, constituindo um sinal OFDM. Antes da

saída do transmissor OFDM, a portadora óptica passa por um filtro óptico com frequência central igual à da portadora.

Na sequência, em um dos braços do acoplador de bombeio é inserido um laser com frequência de 193,3 THz responsável por gerar um ruído do tipo Gaussiano. Esse sinal passa por um atenuador óptico variável que controla o nível de potência do ruído. O outro braço, por sua vez, recebe o sinal proveniente do transmissor OFDM. Já o amplificador óptico que fica na entrada do receptor (com figura de ruído igual a 0 dB) tem o objetivo de manter a potência constante em -10 dBm. Por fim, o sinal proveniente do amplificador óptico passa por um filtro gaussiano com frequência de 193,3 THz. Assim, torna-se possível verificar o comportamento do receptor OFDM conforme a variação da relação sinal-ruído óptica (OSNR – *Optical Signal to Noise Ratio*).

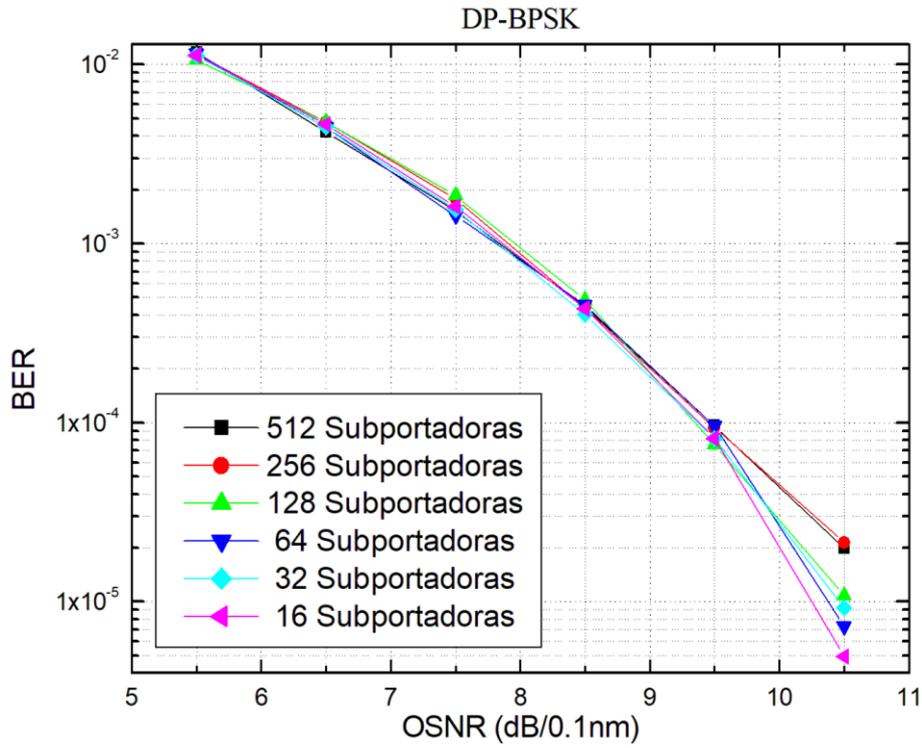
A reconstituição do sinal OFDM no receptor é feita seguindo o processo inverso do transmissor, ou seja, o sinal proveniente do amplificador é recuperado passando pelo demodulador OFDM que separa os componentes X e Y dos estados de polarização, removendo as subportadoras dos sinais modulados. Tais sinais passarão pelos processadores de sinais digitais (DSPs) a fim de separar os diferentes componentes espectrais. Após isso, o sinal passa pelo mapeador de modulações digitais e, posteriormente, as sequências resultantes são transformadas de paralelo para serial.

As duas conexões entre o transmissor e o receptor são linhas de sincronismo que servem para realizar a análise da taxa de erros de bit (BER – *Bit Error Rate*) proveniente dos sinais gerados nesse enlace. Para essa análise foram especificados a taxa de bits, a sequência de bits e o número de subportadoras.

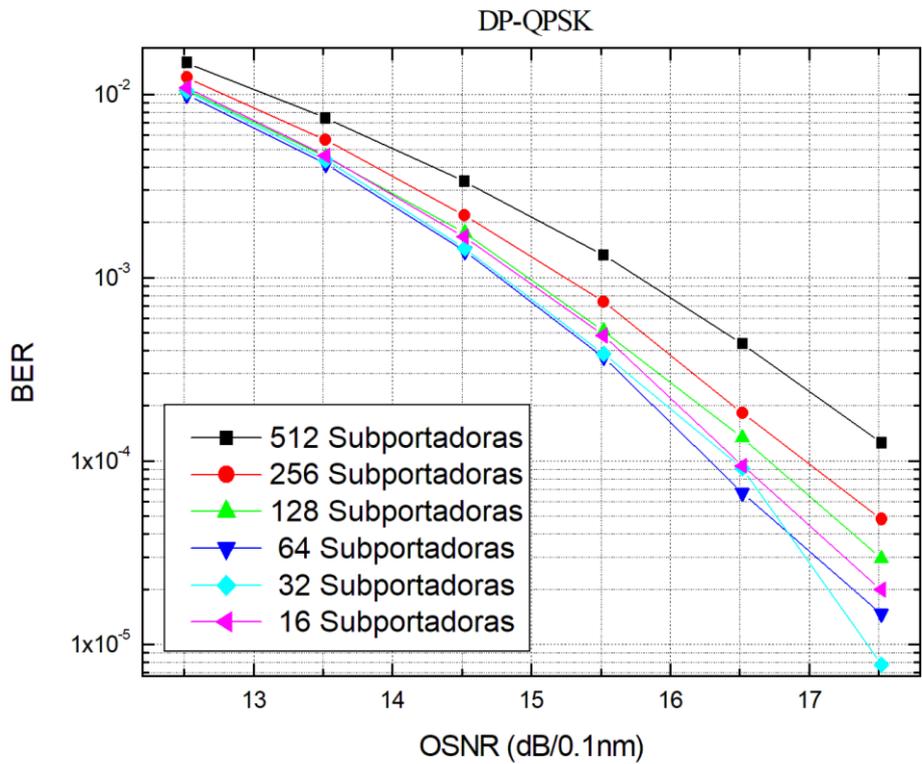
4.2 Resultados back-to-back

Os resultados da simulação destinada à análise do desempenho das modulações DP-BPSK, DP-QPSK e DP-16QAM em um sistema OFDM de 100 Gbps no cenário B2B são ilustradas nas Figura 20 (a), (b) e (c), respectivamente.

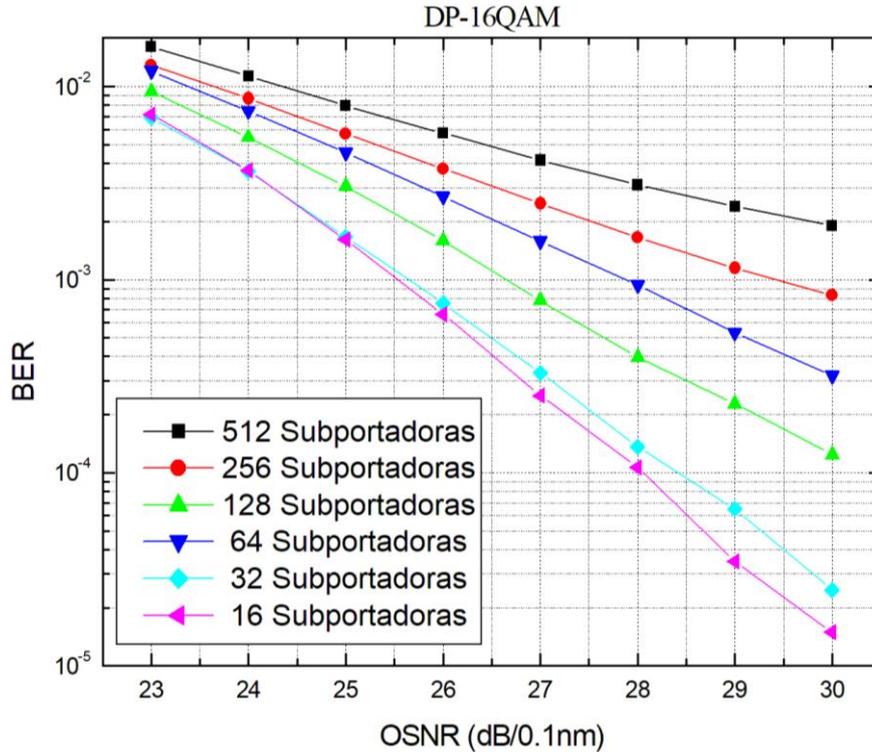
Figura 20: Desempenho *back-to-back*



(a) Modulação DP-BPSK



(b) Modulação DP-QPSK



(c) Modulação DP-16QAM
 Fonte: Elaborada pela autora.

Assumindo-se um limiar do código corretor de erros (FEC- *Forward Error Correction*) igual a 10^{-3} [6], nota-se na Figura 20 (a) que a modulação DP-BPSK necessitou de uma relação sinal-ruído mínima de 7,8 dB/0,1 nm. Já para a modulação DP-QPSK ilustrada na Figura 20 (b), é possível observar que as relações sinal-ruído mínimas requeridas variaram entre 14,8 dB/0,1 nm e 15,8 dB/0,1 nm, respectivamente, para o número de subportadoras entre 32 e 512. Por fim, para a modulação DP-16QAM ilustrada na Figura 20 (c), tais variações ocorreram entre 25,5 dB/0,1 nm e 30 dB/0,1 nm para 16 e 256 subportadoras, respectivamente.

Como a proposta do trabalho é a comparação entre os sinais monoportadora e multiportadoras para transmissões em longas distâncias utilizando as fibras de dispersão deslocada (G.653), escolheu-se a modulação DP-BPSK para os sinais OFDM. Tal escolha deveu-se ao fato de que a modulação necessita apenas de 7,8 dB/0,1 nm para se obter uma BER de 10^{-3} . Sendo assim, esta modulação será utilizada no restante do trabalho.

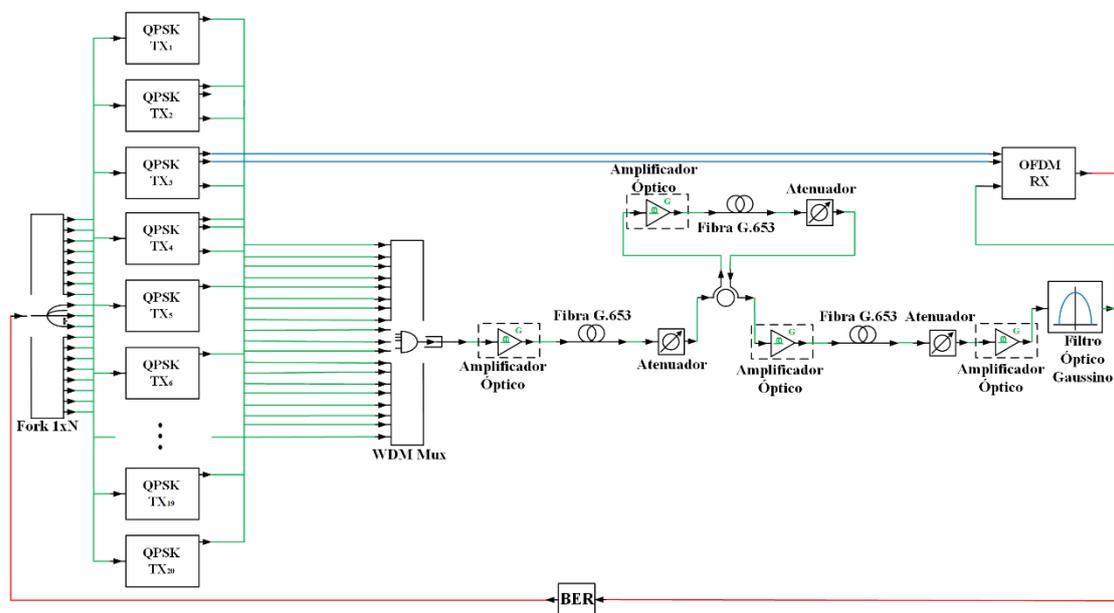
4.3 Fibra G.653

A Figura 21 ilustra um sistema de comunicação óptica monoportadora, composto por 20 canais DP-QPSK separados por 200 GHz e com uma taxa de transmissão de 100

Gbps. Após as análises dos sistemas B2B, foi inserido nesse cenário a fibra por dispersão deslocada (G.653).

Segundo as recomendações da ITU-T (*International Telecommunication Union* - G.653) [40], a fibra G.653 possui uma dispersão quase nula próxima à janela de 1550 nm, um coeficiente de atenuação em torno de 0,2 dB/km, uma área efetiva de $50 \mu\text{m}^2$ e um coeficiente de não-linearidade igual a $2,10 \text{ W}^{-1}/\text{km}^{-1}$. Dessa forma, ao longo deste trabalho serão apresentadas as comparações entre os sistemas ópticos monoportadora com modulação DP-QPSK e o sistema multiportadoras com modulação DP-BPSK. Deve-se ressaltar a não necessidade de inclusão de prefixo cíclico devido ao fato da dispersão na fibra G.563 ser próxima a zero.

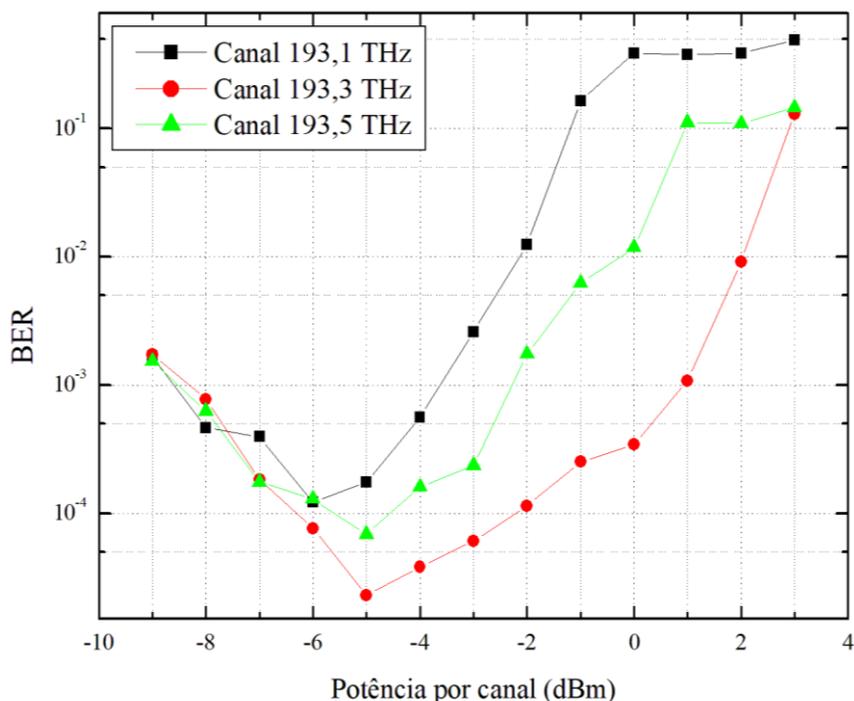
Figura 21: Setup OFDM com fibra G.653



Fonte: A autora, adaptado de [39].

Para a análise de desempenho de tal sistema, levou-se em consideração o gráfico de BER versus Potência de lançamento ilustrado na Figura 22 para os canais de 193,1 THz, 193,3 THz e 193,5 THz. Analisando-se tais resultados, é possível observar que o desempenho do sistema foi regular apenas para uma distância de 600 km, sendo que o canal em 193,1 THz teve o pior desempenho comparado com os demais. Sabe-se também que tal desempenho é resultado do efeito não-linear do FWM reforçado pela utilização da fibra G.653.

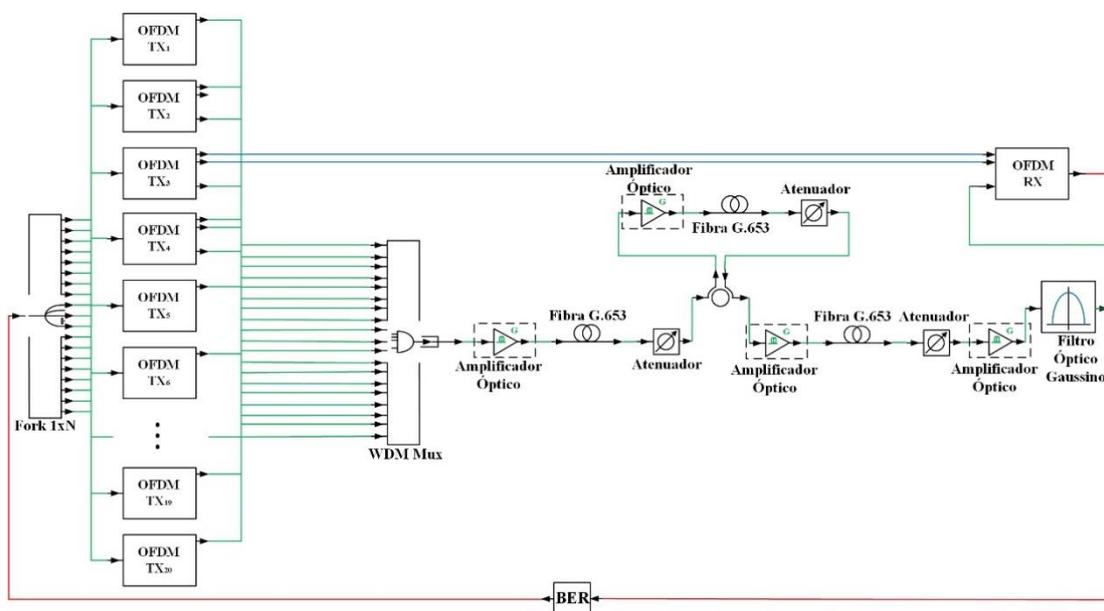
Figura 22: BER x Potência por canal com modulação DP-QPSK



Fonte: Elaborada pela autora.

Em um segundo momento, para fins de comparação utilizou-se o setup OFDM multiportadora ilustrado na Figura 23. Tal sistema utiliza 20 canais modulados por subportadoras com modulação DP-BPSK separados em 200 GHz.

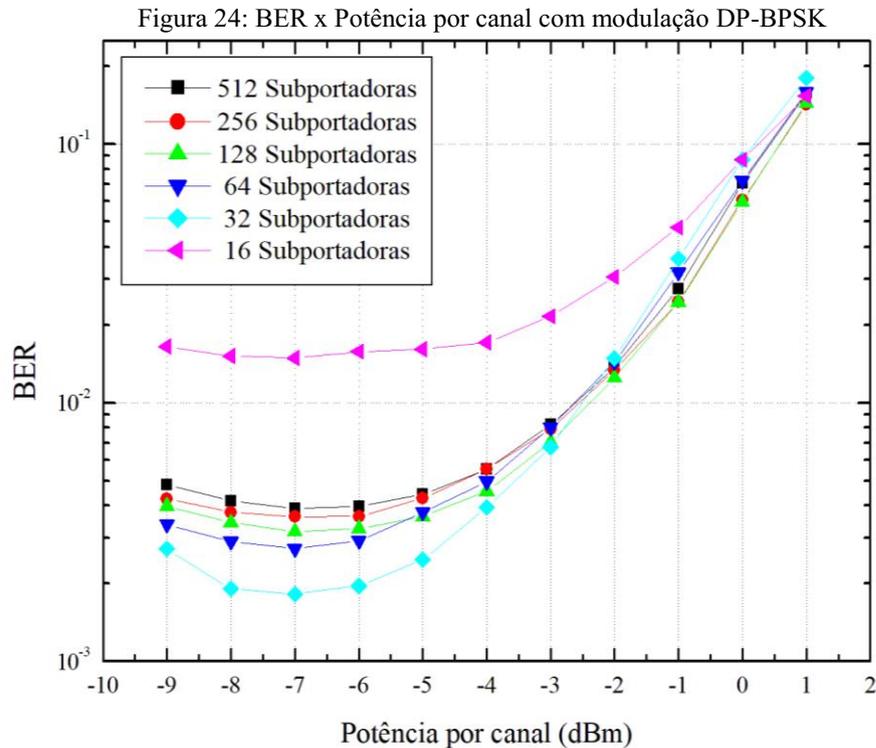
Figura 23: Setup OFDM usando DP-BPSK com fibra G.653



Fonte: Elaborada pela autora.

Para a análise desse sistema, gerou-se também o gráfico de BER versus potência de lançamento ilustrado na Figura 24. Tal sistema empregou diferentes quantidades de subportadoras, variando entre 16 a 512. Nota-se que mesmo para uma distância de 650

km o desempenho desse cenário não foi o esperado, ou seja, para qualquer quantidade de subportadoras o sistema não atingiu o FEC mínimo requerido, sendo que o pior desempenho para esse sistema foi com 16 subportadoras, com uma BER igual a 3×10^{-2} em uma potência igual a -9 dBm. Isso se deve ao efeito não-linear de FWM nesse sistema com a fibra G.653.



Portanto, ao comparar o sistema óptico monoportador DP-QPSK com o sistema OFDM multiportadora DP-BPSK, os resultados esperados não foram satisfatórios, mesmo percorrendo uma distância relativamente baixa. Diante disso e considerando que a fibra G.653 possui uma dispersão nula, é seguro dizer que não houve mitigação das penalidades causadas pelo efeito não-linear do FWM durante a transmissão com o sistema OFDM, o que fez com que o sinal fosse degradado ao percorrer o enlace.

4.4 Sistema DWDM flexível

Os resultados encontrados a partir das simulações apresentadas até o momento não atenderam o objetivo da utilização da técnica de multiplexação de frequências ortogonais com a fibra por dispersão deslocada, cuja finalidade era mitigar os efeitos causados pelo FWM. Logo, foram realizadas simulações utilizando a técnica OFDM aplicada aos cenários de multiplexação densa por comprimentos de ondas (DWDM – *Dense Wavelength Division Multiplexing*) com grades flexíveis (*flex-grid*).

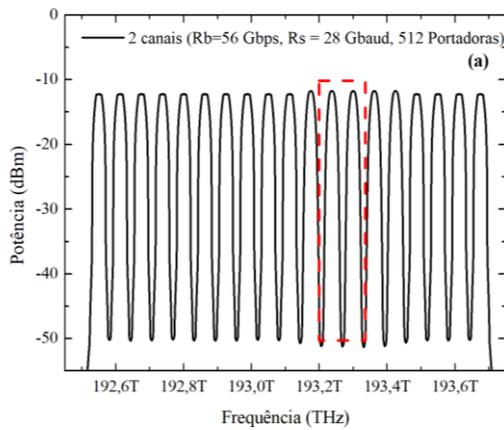
O *flex-grid* é uma técnica utilizada em redes ópticas que consiste na alocação dos sinais utilizando uma mesma banda do espectro dividida em diferentes tamanhos. Essa divisão é feita em *slots* de 6,25, 12,5 e 25 GHz, conforme a recomendação da ITU 694.1 [41]. A divisão é definida considerando uma banda mínima necessária para a configuração do canal, isto é, ela é flexível e adaptável às características de um enlace, como, por exemplo, o formato da modulação e a taxa de transmissão [42], [43]. Entretanto, a largura desses slots deve ser um múltiplo inteiro de 12,5 GHz, impedindo que elas se sobreponham umas às outras [43].

Esse cenário *flex-grid* está associado ao conceito de redes ópticas elásticas (EON – *Elastic Optical Networks*), responsáveis por proporcionar a utilização eficiente do espectro da banda. Essas redes são capazes de se adaptar e serem configuradas conforme a largura de banda necessária para o tráfego de dados, sendo, portanto, mais eficientes do que as redes tradicionais WDM, as quais mantêm os canais de transmissão com grades de frequência de tamanhos fixos destinados à divisão da largura de banda [44].

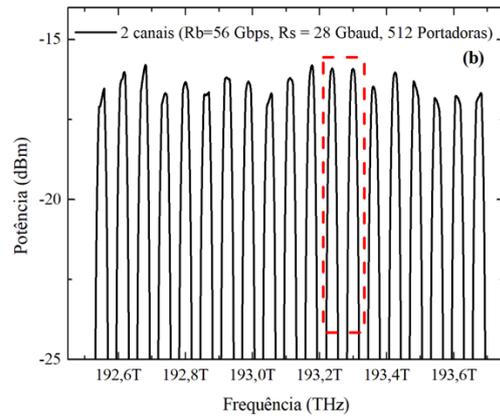
Do ponto de vista das EONs com *flex-grid* associadas à OFDM, as características de ortogonalidade do sistema OFDM nas subportadoras permite que os transmissores, os amplificadores e os comutadores ópticos de banda variável sejam capazes de alocar e separar o espectro em subportadoras localizadas em grades de frequências flexíveis, ou seja, onde a taxa de transmissão seja ajustável conforme a demanda, desde que seja respeitado o espaçamento mínimo de 12,5 GHz entre as frequências [44].

Portanto, este tópico aborda os resultados obtidos a partir da utilização da técnica de modulação DP-BPSK aplicada ao sistema OFDM com o conceito de *flex-grid* em um sistema de 100 Gbps. As Figura 25 (a), (b), (c), (d), (e) e (f) apresentam os resultados do espectro de entrada e saída para 2, 3 e 5 canais com uma potência média dos amplificadores em 4 dBm. Todas as simulações possuem 512 portadoras.

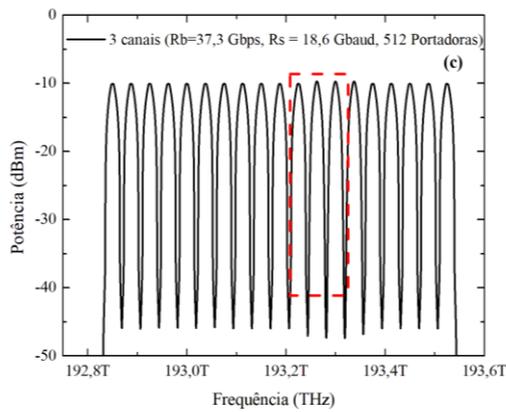
Figura 25: Análise espectral da modulação OFDM *flex-grid*



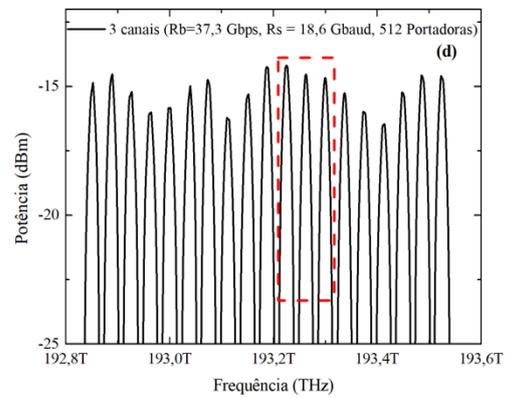
(a) Espectro de entrada para 2 canais e slots separados em 62,5 GHz



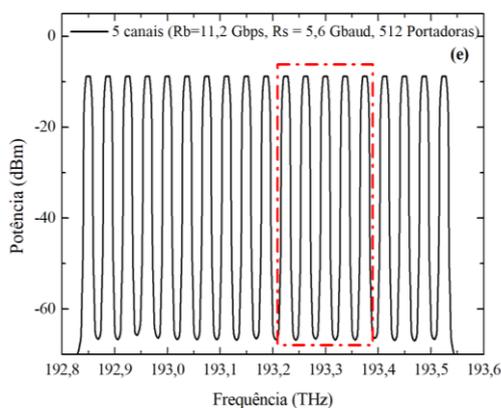
(b) Espectro de saída para 2 canais e slots separados em 62,5 GHz



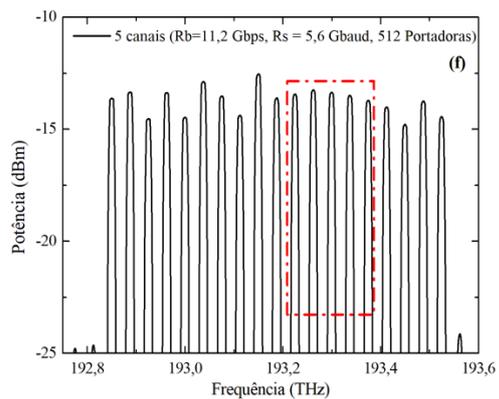
(c) Espectro de entrada para 3 canais e slots separados em 37,5 GHz



(d) Espectro de saída para 3 canais e slots separados em 37,5 GHz



(e) Espectro de entrada para 5 canais e slots separados em 25 GHz



(f) Espectro de saída para 5 canais e slots separados em 25 GHz

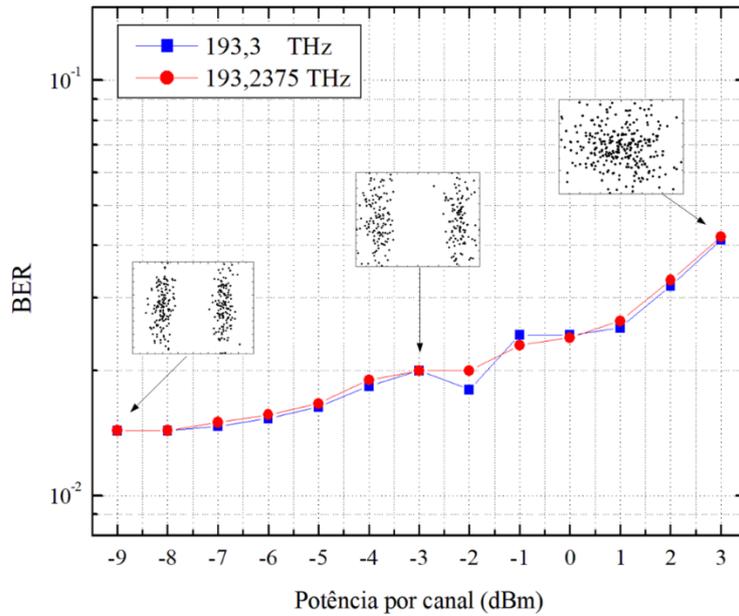
Fonte: Elaborada pela autora.

As Figura 25 (a), (c) e (e) ilustram no espectro de saída os efeitos causados pelo FWM. É possível notar que para 2 canais separados em 62,5 GHz, o espectro de saída

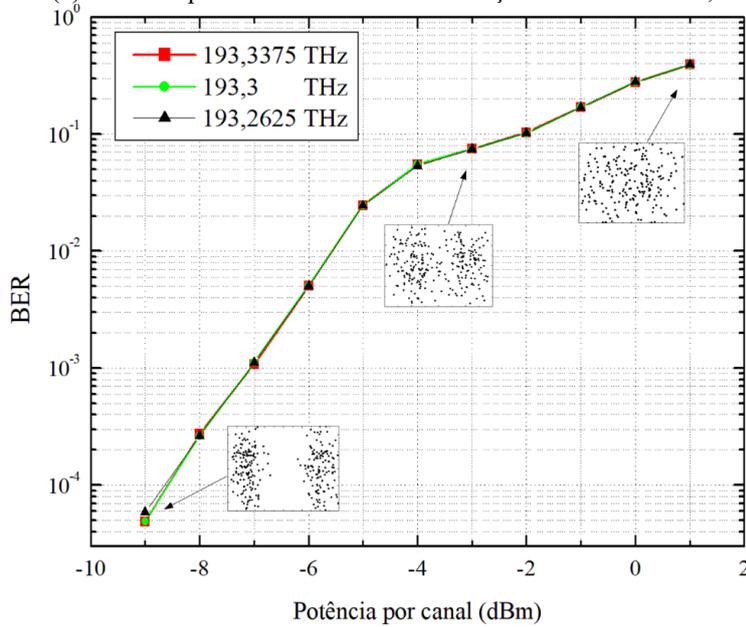
atingiu cerca de 300 km, enquanto que para 3 e 5 canais com uma separação de 37,5 GHz, o espectro de saída atingiu cerca de 900 km.

Para uma melhor análise da transmissão dos sistemas apresentados anteriormente, as Figura 26 (a), (b) e (c) apresentam a curva BER versus potência por canal e suas respectivas constelações para o canal de 193,3 THz em diferentes potências.

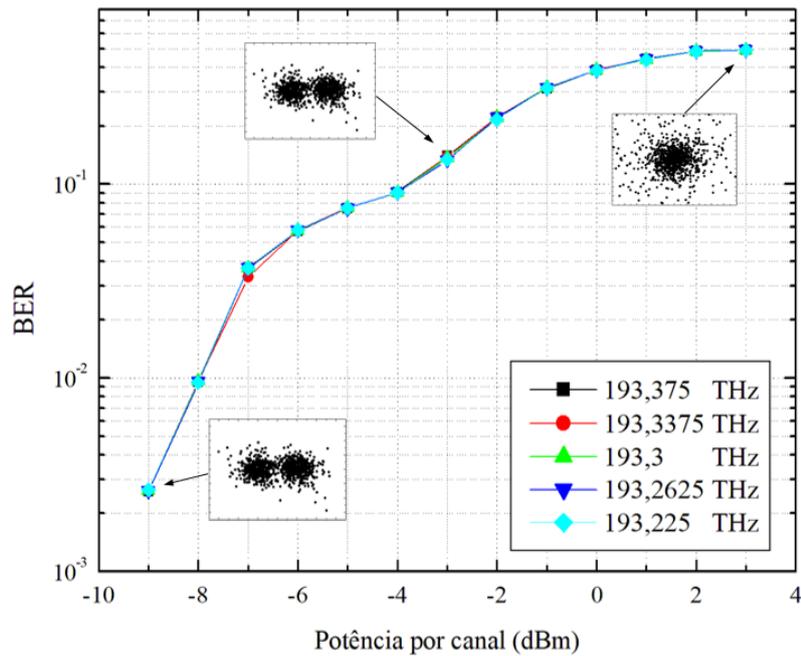
Figura 26: BER x Potência por canal com o sistema *flex-grid*



(a) Gráfico para 2 canais com a constelação do canal de 193,3 THz



(b) Gráfico para 3 canais com a constelação do canal de 193,3 THz



(c) Gráfico para- 5 canais com a constelação do canal de 193,3 THz
 Fonte: Elaborada pela autora.

Desse modo, na Figura 26 (a) nota-se que o sistema não atingiu o limiar de BER estabelecido de 10^{-3} em todos os valores de potência. Conclui-se, então, que para esse cenário *flex-grid* com 2 canais o efeito da FWM causou grandes penalidades na recepção dos sinais. Isso também é possível notar a partir das constelações para o canal de 193,3 THz nas potências de -9, -3 e 3 dBm. O mesmo ocorre na Figura 26 (c) para 5 canais, confirmando que o sistema é inviável para esse cenário devido à presença do FWM.

Já na Figura 26 (b), para uma potência média entre -9 e -7 dBm é possível observar que foi atingida uma BER superior a 10^{-3} , isto é, o limiar aceitável para realizar a transmissão e a recepção de um sinal sem ocorrer grandes penalidades devido ao FWM. A constelação para -9 dBm demonstra que esse sistema conseguiu atingir os requisitos de uma transmissão sem degradação por conta do efeito não-linear do FWM.

Portanto, os resultados apresentados neste tópico indicam que apenas o cenário utilizando a modulação DP-BPSK aplicado à técnica de OFDM no sistema DWDM *flex-grid* para 3 canais apresentou o melhor desempenho para a transmissão de 100 Gbps levando em consideração as configurações utilizadas.

Capítulo 5

Conclusão e estudos futuros

Neste capítulo será apresentada a conclusão deste trabalho, considerando todas as simulações realizadas, bem como a sugestão de estudos futuros.

5.1 Conclusão

As simulações e as análises realizadas durante o projeto de pesquisa apresentaram resultados capazes de auxiliar o entendimento da aplicação da técnica de multiplexação por divisão de frequência ortogonais (OFDM) na mitigação dos efeitos não-lineares provenientes da mistura de quatro ondas (FWM). Dessa forma, inicialmente foi realizado um estudo teórico e, posteriormente, foram apresentados os cenários utilizados para verificar seus efeitos na prática.

Com o intuito de demonstrar o comportamento do receptor e do transmissor OFDM, utilizou-se o sistema *back-to-back* para diferentes modulações com dupla polarização, sendo elas o BPSK, o QPSK e a 16QAM. Em seguida, adicionou-se a fibra G.653 nesse mesmo cenário para fins de comparação com o sistema com modulação DP-QPSK de 100 Gbps, seguido da implementação da técnica *flex-grid* (grades flexíveis) nos sistemas DWDM.

A Tabela 7 apresenta os resultados obtidos com o sistema *back-to-back* utilizando as diferentes modulações. A partir dos resultados da OSNR, foi definida a melhor modulação para a transmissão utilizando o sistema OFDM com a fibra por dispersão deslocada.

Tabela 7: Resultados das simulações para a análise B2B

Sistema OFDM de 100 Gbit/s considerando um limiar de BER de 10^{-3}

	Relação sinal-ruído mínima necessária (dBm/0,1 nm)
DP-BPSK	7,8
DP-QPSK	14,8 ~ 15,8
DP-16QAM	25,5 ~ 30

Diante dos resultados encontrados, verificou-se que a modulação DP-BPSK foi a que apresentou o melhor desempenho por possuir a menor relação sinal-ruído necessária

com os parâmetros estabelecidos, como, por exemplo, a taxa de transmissão de 100 Gbps. Como consequência, a análise B2B mostrou que para a transmissão com a fibra por dispersão deslocada, o sistema OFDM deve utilizar a modulação DP-BPSK. Sendo assim, as demais modulações foram recusadas.

Ao empregar o cenário multiportadora OFDM com modulação DP-BPSK e o cenário monoportador com modulação DP-QPSK para 100 Gbps, foi possível notar que o desempenho para o cenário multiportadora não atingiu o resultado esperado. A Tabela 9 apresenta os resultados obtidos.

Tabela 8: Resultados das simulações com a fibra G.653

Resultados dos sistemas monoportadora e multiportadora para 100 Gbps com 20 canais cada

	Potência (dBm)	Separação dos canais (GHz)	Subportadoras	Distância atingida (km)	BER
OFDM DP-BPSK	-7	200	512	650	7×10^{-2}
			256		$7,2 \times 10^{-2}$
			128		8×10^{-2}
			64		$8,2 \times 10^{-2}$
			32		$9,2 \times 10^{-2}$
			16		$9,5 \times 10^{-1}$
	Potência (dBm)	Separação dos canais (GHz)	Frequência (THz)	Distância atingida (km)	BER
DP-QPSK	-6	200	193,1 THz	600	9×10^{-3}
	-5		193,3 THz		9×10^{-4}
	-5		193,5 THz		3×10^{-4}

Percebe-se que o efeito não-linear da FWM impediu que o sistema multiportadora atingisse o limiar de BER necessário devido ao casamento de fase que ocorreu entre as subportadoras espaçadas em 200 GHz.

Por fim, foi analisado o cenário utilizando o sistema DWDM *flex-grid* para 100 Gbps, o qual é apresentado na Tabela 9.

Tabela 9: Resultados das simulações para a análise B2B

Resultados da modulação DP-BPSK em um sistema OFDM com DWDM flex-grid de 100 Gbps

	Potência (dBm)	Separação dos canais (GHz)	Frequência (THz)	Distância atingida (km)	BER
2 canais	-9	62,5	193,3	300	$1,5 \times 10^{-1}$
			193,2375		
3 canais	-9	37,5	193,3375	900	5×10^{-4}
			193,3		
			193,2625		
5 canais	-10	37,5	193,375	900	$8,5 \times 10^{-2}$
			193,3375		
			193,3		
			193,2625		
			193,225		

De acordo com o recomendado pela ITU-T na norma G.694.1, nesse sistema adotou-se uma separação entre as frequências considerando a taxa de transmissão de 100 Gbps e a quantidade de canais, logo a separação é um múltiplo inteiro de 12,5 GHz e representa a distância mínima necessária entre as frequências dos canais [44]. Portanto, a largura de banda do espectro da subportadora OFDM é alocada de forma flexível, ou seja, cada *slot* do espectro representa o conjunto de 512 subportadoras OFDM separadas em 62,5, 37,5 e 37,5 GHz para 2, 3 e 5 canais, respectivamente.

Pode-se concluir, então, que há um aumento da eficiência do espectro em um cenário onde os canais possuem configuração com grade flexível e sinais multiportadoras em vez de configurações tradicionais de grade fixa e sinais monoportadora quando a técnica OFDM é utilizada. Isso ocorre devido à mitigação do efeito não-linear da FWM ao realizar a divisão do espectro OFDM em diferentes *slots* dos canais. Além disso, as subportadoras são ortogonais entre si, proporcionando a diminuição da ocorrência do casamento de fase, o qual causa a degradação do sinal em virtude do efeito não-linear da FWM.

Entretanto, deve-se levar em consideração que esses resultados obtidos possuem parâmetros fixos, ou seja, tornou os cenários específicos e menos abrangentes pois não variou as configurações em relação à diferentes distâncias e espaçamentos entre as grades

do *flex-grid*, o que poderia ocasionar resultados distintos dos obtidos para os cenários de 2, 3 e 5 canais utilizados nesse trabalho.

5.2 Estudos futuros

Para a realização de estudos futuros, fica como proposta o estudo da multiplexação por divisão de frequências ortogonais (OFDM) aplicado aos supercanais baseado na arquitetura com filtragem *quasi-Nyquist* WDM. Esse tipo de filtragem possui como característica a modulação PDM-QPSK para 100 Gbps com uma largura de banda de 33,3 GHz [45].

Além de atender à crescente demanda de capacidade, esse estudo terá como intuito utilizar os novos modelos aprimorados da WDM, ou seja, o conceito de alocação de largura de banda flexível no aumento da eficiência espectral. Assim, ao unir várias portadoras ópticas moduladas separadamente, ortogonais entre si e com baixos valores individuais de taxa de símbolo, será possível atingir a taxa de dados completa proposta, formando o conceito de supercanal [45].

Referência

- [1] A. AUTENRIETH, J. ELBERS, M. EISELT, K. GROBE, B. TEIPEN e H. GRIEBER, “Evaluation of Technology Options for Software-Defined Transceivers in Fixed WDM Grid versus Flexible WDM Grid Optical Transport Networks,” *Photonische Netze*, 2013.
- [2] C. public, “Cisco Annual Internet Report (2018-2023),” White paper, U.S., 2020.
- [3] G. VAGIONAS, A. ANOMOPOULOS, E. KARTSAKLI, A. MESODIAKAKI, S. PAPAIOANNOU, P. MONIOTIS, J. S. VARDAKAS, C. VERIKOUKIS e N. PLEROS, “Next Generation Fiber-Wireless Fronthaul for 5G mmWave Networks,” *IEEE Communications Magazine*, vol. 57, nº 3, pp. 138-144, 2019.
- [4] A. SARIGIANNIDIS, M. ILORIDOU, P. NICOPOLITIS, G. PAPADIMITRIOU, F. PAVLIDOU, P. G. SARIGIANNIDIS, M. D. LOUTA e V. VITSAS, “Architectures and Bandwidth Allocation Schemes for Hybrid Wireless-Optical Networks,” *IEEE Communication Surveys & Tutorials*, vol. 17, pp. 427- 465, 2015.
- [5] M. AGIWAL, A. ROY e N. SAXENA, “Next Generation 5G Wireless Networks: A Comprehensive Survey,” *IEEE Communication Survey & Tutorials*, vol. 18, nº 3, pp. 1617-1655, 2016.
- [6] H. M. MARTINS, “ONDAS MILIMÉTRICAS SOBRE FIBRA: backhaul para redes móveis de quinta geração,” Trabalho de Conclusão de Curso (TCC em Engenharia Eletrônica e de Telecomunicações) – UFU, Patos de Minas, 2018.
- [7] Recommendation ITU-R M.2083-0, “IMT Vision - Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond. M Series Mobile, radiodetermination, amateur and related satellite services,” *International Telecommunication Union*, 9 2015.
- [8] Ericsson, “ERICSSON MOBILITY REPORT,” [Online]. Available: www.ericsson.com/en/mobility-report. [Acesso em 20 Janeiro 2020].

- [9] R. SABELLA, A. BIANCHI, G. BOTTARI, F. CAVALIERE, P. IOVANNA e F. TESTA, "Trends in Optical Transport Networks and Related Technologies," Ericsson Review, Pisa, Italy, 2014.
- [10] J. A. JUSTINO, *Características da Propagação em Fibra Ópticas*, Instituto Nacional de Telecomunicações.
- [11] R. RAMASWAMI, K. N. SIVARAJAN e G. SASAKI, *Optical Networks: A Practical Perspective*, 3^a ed., Miami, USA, 2010.
- [12] J. TORRES-ZUGAIDE, I. ALDAYA, G. CAMPUZANO, E. GIACOU MIDIS, J. BEAS e G. CASTAÑÓN, "Range extension in coherent OFDM passive optical networks using an inverse Hammerstein nonlinear equalizer," *IEEE - OSA Journal of Optical Communications and Networking*, vol. 9, pp. 577 - 584, Julho 2017.
- [13] F. DIAS e A. L. R. ABBADE, "Efeitos da Mistura de Quatro Ondas (FWM) em Sistemas WDM," em *I SRT - Seminário de Redes e Sistemas de Telecomunicações*, 2014.
- [14] J. R. SOUZA e P. B. HARBOE, "FWM: Effect of Channel Allocation with Constant Bandwidth, and Ultra-fine Grids in DWDM Systems," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 9, pp. 766 - 773, 2011.
- [15] M. H. MIGUEL, *Fiber-based Orthogonal Frequency Division Multiplexing Transmission Systems*, Catalunya, 2010.
- [16] J. R. Souza e P. B. Harboe, "FWM: Effect of Channel Allocation with Constant Bandwidth, and Ultra-fine Grids in DWDM Systems," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 9, pp. 766 - 773, 2011.
- [17] S. ALEKSIC, "The Future of Optical Interconnects for Data Centers: A review of Technology Trends," em *14th International Conference on Telecommunications*, Zagreb, Croácia, 2017.

- [18] F. K. G. HOSHINO, “Estudo e Simulação da Modulação OFDM Aplicada a Redes Ópticas de Nova Geração,” Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Tecnologia, 2013.
- [19] F. XIONG, “Digital Modulation Techniques,” Miami, USA, 2006.
- [20] I. A. S. JUNIOR e M. R. C. CAPUTO, “Mistura de Quatro Ondas: Teoria, Simulações Computacionais e sua importância nas Redes Ópticas Transparentes,” *Revista Telecomunicações*, vol. 11, pp. 34 - 40, 01 Maio 2008.
- [21] M. VISWANATHAN, *Simulation of Digital Communications Systems using Matlab*, 2 ed., Mathuranathan Viswanathan, 2013.
- [22] E. PINCEMIN, J. KARAKI, Y. LOURSSOUARN, H. POIGNANT, C. BETOULE, G. THOUENON e R. L. BIDAN, “Challenges of 40/100 Gbps and higher-rate deployments over long-haul transport networks,” *Elsevier*, 2011.
- [23] R. ARTHUR, “Tese: Novas Propostas para otimização de Receptores de TV Digital baseados em OFDM em ambientes de Redes de Frequência Única Regionais,” Campinas, SP, 2007.
- [24] S. B. WEINSTEIN e P. M. EBERT, “Data Transmission by Frequency-Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 19, October 1971.
- [25] R. W. CHANG e R. A. GIBBY, “A Theoretical Study of Performance of an Orthogonal Multiplexing Data Transmission Scheme,” *IEEE Transactions on Communication Technology*, vol. 16, pp. 529-540, 1968.
- [26] W. SHIEH, H. BAO e Y. TANG, “Coherent optical OFDM: Theory and Design,” vol. 16, 21 Janeiro 2008.
- [27] E. L. PINTO e C. P. ALBUQUERQUE, “A Técnica de Transmissão OFDM,” *Revista Científica Periódica - Telecomunicações*, vol. 05, nº 01, Junho 2002.

- [28] Y. S. CHO, J. KIM, W. Y. YANG e C. KANG, *MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB*, Singapore: John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2010.
- [29] M. M. FREIRE, J. A. R. PACHECO DE CARVALHO, A. M. F. CARVALHO e H. J. A. SILVA, “Limitações impostas à transmissão óptica a 1550 nm por efeitos não lineares em fibra monomodais padrão”. *Universidade de Coimbra, Instituto de Telecomunicações*.
- [30] G. P. AGRAWAL, *Nonlinear Fiber Optics: Optics and Photonics*, Rochester: Academic Press, 2001.
- [31] S. P. SINGH e N. SINGH, “Nonlinear Effects in Optical Fibers: Origin, management and applications,” *Progress In Electromagnetics Research*, pp. 249 - 275, 2007.
- [32] S. SAZZAD e G. M. SHARIF, “Investigate FWM effect and optical power management by employing the EDFAs,” *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 5, pp. 1937 - 1939, 2018.
- [33] S. SONG, “Intensity-Dependent Phase-Matching Effects,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 17, nº 11, pp. 2285 - 2290, Novembro 1999.
- [34] M. AJMANI e P. SINGH, “FWM in WDM System, Effects and Techniques to Minimize: A Review,” *Fifth International Conference on Advanced Computing & Communication Technologies*, 2015.
- [35] G. KAUR, L. M. SINGH e M. S. PATTERN, “Effect of fiber nonlinearities in WDM transmission system,” *Optik*, vol. 121, pp. 889 - 896, 2010.
- [36] N. SHIBATA, R. P. BRAUN e R. G. WAARTS, “Phase-Mismatch Dependence of Efficiency of Wave Generation Through Four-Wave Mixing in a Single-Mode Optical Fiber,” *IEEE Journal of Quantum Electronics*, Vols. 1 de QE-23, 1987.

- [37] C. M. B. LOPES, “Tese: Controle dos efeitos da Mistura de quatro Ondas (FWM) para melhoria no gerenciamento do QoS Óptico em redes GMPLS/DWDM,” *Universidade de São Paulo*, 2011.
- [38] K. INOUE, “Four-Wave Mixing in an Optical Fiber in the Zero-Dispersion Wavelength Region,” *Journal of Lightwave Technology*, vol. 10, nº 11, 1992.
- [39] Optiwave Systems Inc., “Optiwave Systems,” [Online]. Available: <https://optiwave.com/optisystem-overview/>. [Acesso em 09 01 2022].
- [40] ITU-T-G.653, “Characteristics of a dispersion-shifted, single-mode optical fibre and cable,” International Telecommunication Union, 2010.
- [41] “Recommendation G.694.1,” em *Spectral grids for WDM applications: DWDM frequency grid*, International Telecommunication Union - ITU-T, 2021.
- [42] A. L. A. Costa, I. B. Martins e F. R. Barbosa, “Effects of all-optical wavelength conversion on signal quality under variable-channel spacing in elastic optical networks.,” *Society of Photo-Optical Instrumentation Engineers (SPIE)*, vol. 59, 2020.
- [43] D. Rafique, T. Rahman, A. Napoli, M. Kuschnerov, G. Lehmann e B. Spinnler, “Flex-grid optical networks: spectrum allocation and nonlinear dynamics of super-channels,” *Optical Society of America*, vol. 21, nº 26, 30 December 2013.
- [44] L. R. Costa, “Tese: Eficiência Energética em Redes Ópticas Elásticas,” em *Universidade de Brasília*, Brasília, 2021.
- [45] C. S. e X. Liu, “OFDM Based Superchannel Transmission Technology,” *JOURNAL OF LIGHTWAVE TECHNOLOGY*, vol. 30, nº 24, pp. 3812 - 3823, 2012.